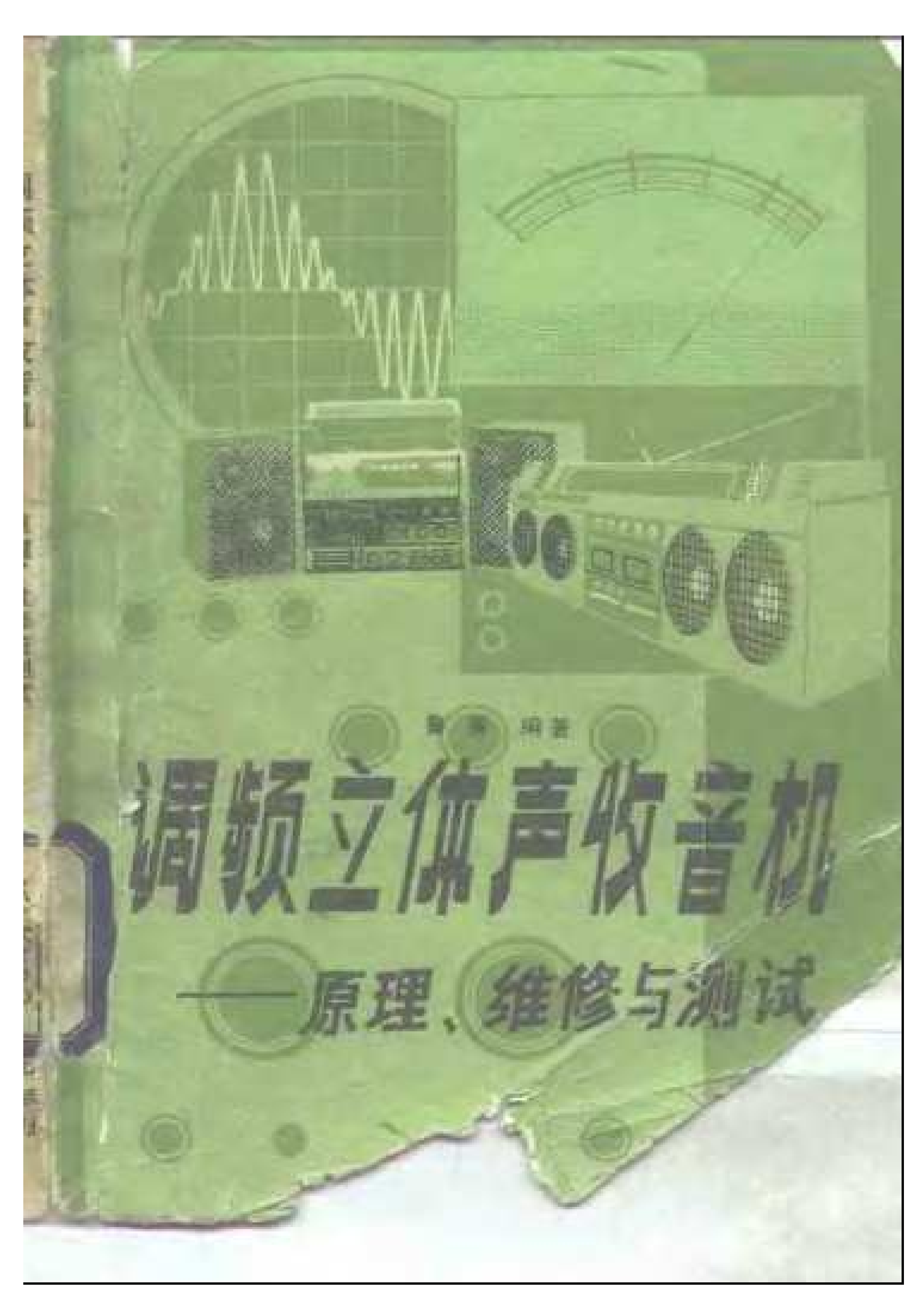


编著

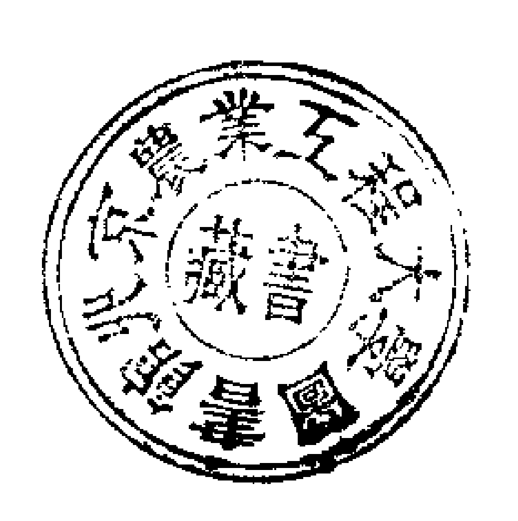
调频立体声收音机

——原理、维修与测试

调频立体声收音机

——原理、维修与测试

章　廉　　编著



電子工業出版社

内 容 提 要

本书是一本专门介绍调频立体声收音机的小册子，全书共分两大部分。

第一大部分主要讲调频、调频单声及立体声收音机的工作原理。笔者根据自己从事"调频"工作的经验、体会，采用与"调幅"对比的方法，把"调频"中难以理解的抽象概念形象化，给读者以形象、生动的物理概念。这当中没有使用高深的数学知识，因此，具有初中文化程度的同志便可理解。

第二大部分是附录，是笔者从事调频立体声广播制式论证工作及立体声收音机研究工作的总结。这部分的理论分析较多，对于从事这方面工作的同志是很有参考价值的。

本书可供从事立体声广播技术工作的同志及广大业余爱好者参考。

调 频 立 体 声 收 音 机

——原理、维修与测试

翁 廉 编著

责任编辑：王德沂

*

电子工业出版社出版（北京市万寿路）

新华书店北京发行所发行　　各地新华书店经售

山东电子工业印刷厂印刷

*

开本：787×1092 1/32　印张：7.25　字数：161千字

1986年1月第1版　　1986年3月第1次印刷

印数：30000册　　定价：1.65元

统一书号：15290·233

前　言

早在20世纪二十年代，一些关于调频理论的研究报告就陆续发表了。三十年代开始利用调频的方式作为广播手段，效果比较好。但是，当时由于对调频理论的研究还不够透彻，对于调频中的一些问题还不能作出正确的解释。例如，从理论上分析，宽带调频，则调频波应当有无限多个边频，相应的调频收音机的带宽就应当为无限宽，这在实际上是难以实现的，所以当时的调频广播没有发展起来。1935年阿姆斯特郎（Armstrong）证明了宽带调频所需要的无限带宽可用有限带宽代替，并能大幅度地改善信噪比，为宽频带调频广播的实现打下了理论基础。所以，从五十年代起世界上的调频广播迅速发展起来了。

由于调频广播的信噪比高、抗干扰能力强和频带宽等一系列优点，到了六十年代初美国首先采用调频方式播送了立体声的节目。随后，各国相继对立体声的广播制式进行了研究和验证，于是调频立体声广播也就发展起来了。

我国的调频广播虽然发展较晚，但发展的速度却很快。继1979年哈尔滨试播调频立体声广播之后，广东人民广播电台承担了对调频立体声广播制式验证的工作。在确定采用导频制调频立体声广播制式之后，制定了我国的调频立体声广播标准，并于1982年5月在广州通过了鉴定，从此我国的立体声广播就正式播音了。

调频立体声广播的发展促进了立体声收音机生产的发

展。在短短的两年之后，国产的调频单声、调频立体声收录机大量投放市场。在这种形势下，广大的无线电爱好者就需要一本有关调频、调频立体声收音机的参考书。为此，本书作者根据自己工作中的经验，特别是在参加广东人民广播电台调频立体声广播制式的研究和验证工作中的体会编写了这本小册子。现将此书敬献给读者。

本书分两大部分，正文和附录。正文分四章。第一章调频概述，着重介绍调频的实质及特点。通过这章读者可得到有关调频的物理概念。第二章调频收音机，介绍调频收音机的工作原理，着重介绍调频收音机的特点。第三章调频立体声收音机，介绍有关低频立体声原理及调频立体声广播原理，作为调频立体声收音机工作原理的基础。第四章，调频、调频立体声收音机的故障分析与排除。本章针对调频单声及立体声收音机原理，对一些常见的故障进行了分析，并举例说明排除故障的方法。

书后的第二部分是附录。介绍了国际电工委员会（IEC）的测量方法及几个专题，供有关人员参考。

本书的宗旨是力求内容简练，尽量少用数学公式，多用文字叙述及图形表示基本概念的实质。

由于作者水平有限，时间仓促，书中不免出现错误，请读者批评指正。

本书在编写过程中得到北京无线电厂俞锡良副总工程师和《电声技术》张炳胤副主编的指导和帮助，在此向他们一并表示感谢。

作　者

1985·1

目　　录

第一章　调频波

第一节　调频波的产生

一、调频

到目前为止，我们经常使用的收音机是调幅收音机。调幅收音机的天线接收到的电磁波是调幅波。调幅波的振幅是随要传送的音乐或语言信号的瞬时值变化的。关于调幅波的性质读者都很熟悉，这里不再赘述了。

如果传送信息的电磁波的振幅保持不变，而频率却是随所传送信息的瞬时值变化的，这时我们说这个电磁波的频率受到了调制，这个已调的电磁波称作调频波，调制信号就是要传送的信息。显然，调频波的频率不再保持不变，当然它也不再等于载波的频率（只有当调制信号等于0的那个瞬间，调频波的频率才等于载波的频率）。如果用 Δf 表示调频波与载波的频率差，当 Δf 与调制信号的瞬时值成正比时，这种调制方式就是频率调制，简称为调频。

以上对调频下了一个抽象的定义。为使读者对调频有个具体形象的物理概念，下面先介绍调频波的产生过程。这对于掌握调频的性质，特别是对理解调频收音机的原理是非常必要的。

二、变容二极管的特性

获得调频波的方式很多，为了把调频概念讲清楚，并且又简明易懂，这里将介绍采用变容二极管获得调频的方法。为此先简单介绍一下变容二极管的特性。

与普通二极管一样，变容二极管有一个 PN 结，但变容二极管的 PN 结的结电容是可变的。如果用 C_D 代表这个 PN 结的结电容(单位：pF)。那么 C_D 与加在变容二极管两端的反向电压的关系如图1-1所示。从图中曲线可以看出，随着变容二极管两端反向电压的增高，结电容 C_D 值变小，反之，C_D 的值变大。

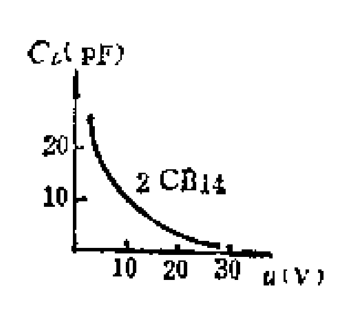


图 1-1 变容二极管特性

假设预先给变容二极管加一个固定的反向偏压 E_D，如图1-2所示的那样，变容二极管的 PN 结就有一个与此偏压相对应的电容值 C_{D0}。现在，如果有一个音频信号源 $u_\Omega = U_{\Omega m}\cos\Omega t$ 与变容二极管的偏压 E_D 串联，则此时的反向偏压就等于 $E_D + u_\Omega$。由于 $u_\Omega = U_{\Omega m}\cos\Omega t$ 是时间的函数，即 u_Ω 的瞬时值随时间变化。所以变容二极管的反向偏置电压也就随时间变化。下面分析一下变容二极管的电容值 C_D 如何随时间变化。

当 $u_\Omega = 0$时，变容二极管的反向偏压就等于 E_D，此时变容二极管的结电容 $C_D = C_{D0}$。

当 u_Ω 随时间增加而增大时，变容二极管的反向偏压也就逐渐增加。此时，从图1-1的曲线可以看出，变容二极管的结电容变得小于 C_{D0}。而且 u_Ω 的瞬时值越大，C_D 比 C_{D0} 小得就越多。当 $u_\Omega = U_{\Omega m}$ 时，变容二极管的反向偏置达到

最大值，C_D的值达到最小值。当 $u_\Omega = U_{\Omega m}$ 以后，u_Ω 的瞬时值开始减小，变容二极管的反向偏置开始变小，C_D 的值开始增加，直到 $u_\Omega = 0$，$C_D = C_{D0}$。

当 u_Ω从 “0” 继续减小时，从图1-1的曲线可以看出，u_Ω 值下降，变容二极管的反向电压变小，因此结电容变得大于 C_{D0}。当 u_Ω 达到 $-U_{\Omega m}$ 时，变容二极管的反向偏置达到最小值，C_D 达到最大值。

根据上述分析可知，由于固定反向偏置电压（E_D）与 u_Ω 串联，使得变容二极管的结电容 C_D 之值在 C_{D0} 附近按照图1-1的曲线来回变化。

三、变容二极管调频信号发生器

上面扼要地介绍了变容二极管的结电容随外加的反向偏置电压变化的情况。利用变容二极管的这个性质，我们可以获得调频波。

如图1-2所示，这是调频信号发生器的原理图。图中电感 L、电容 C 组成了并联谐振回路。在此回路的输出端串连一个变容二极管，它的结电容用 C_D 表示。注意 C_D值随外加反向偏置而变化，变化的情况如前面所述。图中的 E_D 为变容二极管固定反向偏置电源。为防止 E_D 的电压加到三极管的集电极上，图中加了隔直电容 C'。此外，C' 还起高频振荡信号的耦合电容的作用。取 $C' \gg C_D$（就是说，不管变容二极管的反向偏压多么低，$C' \gg C_D$ 永远成立）。此时回路的振荡频率由电感 L 和电容($C + C_D$)确定。如果用 f_0 代表这个回路的振荡频率，则有：

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_{D0})}} \qquad (1\text{-}1)$$

在图1 2中有一个音频信号源u_Ω与E_D串连，设$u_\Omega=U_{\Omega m}\cos\Omega t$。其中$u_\Omega$为音频信号的瞬时值，$U_{\Omega m}$为此音频信号的振幅，$\Omega$为其角频率。为使此音频信号能加到变容二极管上，在$E_D$与$u_\Omega$串联的支路上又串入一个电感线圈$L'$。要求$L'$的阻抗在音频范围内是很小的。这样就可认为在音频范围内，L'的阻抗为“0”。但对于该调频信号发生器来讲，L'对高频振荡信号的阻抗为无穷大，相当于开路。于是加到变容二极管两端的反向偏压为：

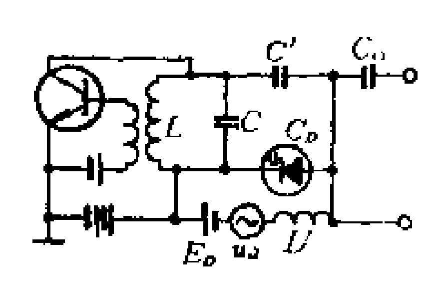


图 1-2 调频信号发生器

$$E_D+U_{\Omega m}\cos\Omega t$$

根据上述的道理，变容二极管的电容值C_D在C_{D0}值附近变大、变小。根据式1-1可知，振荡器的振荡频率将随外加的音频信号u_Ω的值变化而变化。若此时的振荡频率用f_c表示，则f_c与未加音频信号源u_Ω(相当于加上$u_\Omega=0$的情况)的频率f_0之差为：

$$f_c-f_0=\Delta f$$

经分析可知，Δf与$u_\Omega=U_{\Omega m}\cos\Omega t$成正比。
即：

$$\begin{aligned}\Delta f&=ku_\Omega\\&=kU_{\Omega m}\cos\Omega t\end{aligned}\qquad(1-2)$$

式中，k为比例常数。如果外加的音频信号u_Ω是音乐信号，则Δf就与音乐信号的瞬时值成正比；如果u_Ω是语言，则Δf就与语言信号的瞬时值成正比。总之图1-2中振荡器的频率是随音频信号u_Ω的瞬时值表变化的。而振荡信号的振

幅是不受影响的。这样，这个振荡器输出的信号频率就受到了调制。调制信号就是上述的音频信号 u_Ω。振荡器输出的频率随 u_Ω 的瞬时值而变化的高频信号称为调频信号，或调频波。从下面的分析可知，调频波同样是携带信息的，这个信息就是调制信号u_Ω。

与调幅波相比，调频波除了振幅保持不变只有频率变化这个特点以外，传播还有其自己的特点。下面就来介绍调频波传播的特点。关于调频波的波形将在第二节叙述。

四、调频波传播的特点

调频广播的频段属于超短波的频率范围，它的传播方式与中、短波的传播方式有很大的不同。大家知道，大气层中有电离层，中波(只在夜间)、短波可利用电离层的反射把已调波信号传到远方。当信号的频率逐渐增高直到大于30MHz时，电离层就不再能将这种信号反射回到地面上来[1]，因此不能利用电离层的反射来传播调频波。

另外，调频波也不能沿地球表面传播。因为调频波在地面上引起的电流导致其能量很大的衰减，并且电流损耗随着电磁波的频率增高而加大[1]。因此调频波只能沿直线传播，只有离发射台较近的地方才能收到调频广播。

调频广播既不能利用电离层传播，又不能沿地表面传播，它只能在地球表面上以直线的方式传播，结果调频波传播的有效距离只是视距。调频发射台发射天线主要是向水平方向辐射能量，有效服务范围的半径约为50～60公里。但由于电磁波的绕射和折射现象，而且调频收音机有较强的抗干扰性能，所以在远离发射台100～150公里的地方还可以得到满意的接收。

调频波是超短波，虽然有绕射能力但比较差，遇到障碍物将发生反射。所以即使在视距范围之内，如果收音机与发射台之间有高大建筑物阻挡，收听效果是不好的。例如广州的白云山距离发射台很近，是在视距范围之内，但在白云山的某些地点由于白云山阻挡，收听效果很差。然而在楼房林立的大城市收听效果却有很大改善。这是因为收音机虽收不到来自发射台的直接波，却可收到其它建筑物的反射波。因此，在大城市里，几乎到处可以收听到调频广播。由于反射波很多，它们达到收音机的路径不同，结果又使收听情况变坏，有关这个问题将在抗干扰一节中论述。

第二节　调频波的波形、频谱及向量表示

调幅波的波形大家都很熟悉，调幅波的振幅按照调制信号的瞬时值变化，调幅波的频谱也比较简单。如果调制信号是单一的正弦波，那么调幅波的谱线就只有三条：载频谱线及上、下边频谱线。向量图也很简单，只有三个向量：载波向量和上、下边频向量。

与调幅波相比，调频波无论是波形，还是向量图都要复杂得多，下面分别介绍调频波的波形、频谱及向量图。

一、调频波的波形

在第一节中介绍调频信号发生器时，谈到了调频波的频率随调制信号的瞬时值变化。而且已调波频率和载波的频率之差与调制信号的瞬时值成正比，如式(1-2)所示。根据此关系式可以画出调频波的波形。图1-3是调制信号为单一正弦波时调频波的波形图。图1-3(c)是调制信号波形，图1-3

(b) 是调频波与载波的频率差随时间变化的波形。图1-3(a)是调频波之波形，图1-3(d)是用同一个调制信号调幅的调幅波的波形。

在第一节中我们用线路图说明了调频波产生的过程。下面我们用图1-3(a)、(b)、(c)的波形图来说明调频波形成的过程。图1-3(c)的调制信号为一正弦信号 $u_{\Omega}=U_{\Omega m}\cos\Omega t$，从图中看出，调制信号的瞬时值是随时间而变化的。在 $t=t_1$ 这个时刻，调制信号的瞬时值正好达到了正的极大值。此时加在变容二极管上的反向偏压最高，变容二极管的电容值 C_D 最小。图1-2的调频波信号发生器输出的振荡信号其频率最高，图1-3(a) t_1 时刻调频波的波形最密。当 $t>t_1$ 后，

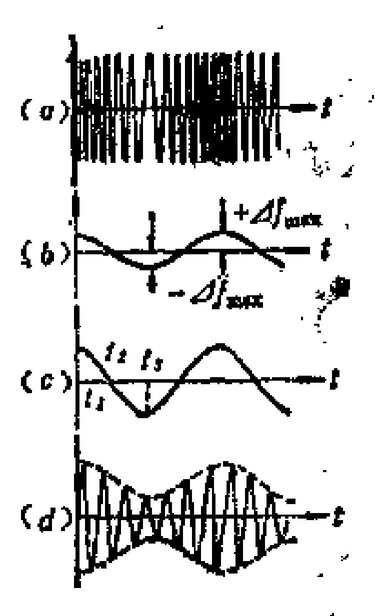


图 1-3　单一频率调制时调频波的波形

调制信号的瞬时值逐渐下降，图1-3(a)调频波的波形逐渐变稀。当 $t=t_2$ 时，调制信号的瞬时值为“0”，此时变容二极管两端的反向偏压就等于直流偏压 E_D，变容二极管的电容值就是 C_{D0}，此时调频波的频率等于载波频率 f_0，即 $f_c=f_0$。当 $t>t_2$ 时，调制信号的瞬时值继续下降，调频波的频率 f_c 相应也降低，直到 $t=t_3$ 这一时刻，调制信号达到负的最大值。此时加在变容二极管的反向直流偏压为 E_D 与 $U_{\Omega m}$ 之差，此时刻变容二极管的反向偏压达到最小值，变容二极管的电容 C_D 达到最大值。图1-2中调频信号发生器输出的调频波频率最低。从图1-3(a)可以看出在 $t=t_3$ 时刻波形最稀，当 $t>t_3$ 时，调频波的频率 f_c 又逐渐增加，直到又达到 $f_c=f_0$，

以后又重复上述过程。

根据(1-2)式，有

$$f_c - f_0 = \Delta f$$
$$= ku_\Omega$$

由上式可知，频率变化量 Δf 与调制信号 u_Ω 的瞬时值是成正比的，显然频率变化量随时间变化的规律与调制信号随时间变化的规律是相同的。频率变化量 Δf 随时间变化的规律如图 1-3(b) 所示。根据式 (1-2) 可求出调频波的瞬时频率 f_c 为：

$$\begin{aligned} f_c &= f_0 + \Delta f \\ &= f_0 + ku_\Omega \\ &= f_0 + kU_{\Omega m}\cos\Omega t \\ &= f_0 + \Delta f_m \cos\Omega t \end{aligned} \tag{1-3}$$

式中　$\Delta f_m = kU_{\Omega m}$ 为最大频偏。

在 $t = t_1$ 这一时刻，调频波的瞬时频率 f_c 达到最大值 f_{max}，即

$$f_{max} - f_0 = \Delta f_m \tag{1-4}$$

在 $t = t_3$ 这一时刻，$f_0 > f_c$，f_c 达到最小值，$f_c = f_{min}$，

$$f_{min} - f_0 = -\Delta f_m \tag{1-5}$$

显然，Δf_m 越大，f_c 与 f_0 之差越大。由于 Δf_m 仅与 $U_{\Omega m}$ 有关，所以 $U_{\Omega m}$ 越大，Δf_m 越大。Δf_m 越大，则在 $t = t_1$ 这一时刻，调频波的波形越密。而在 $t = t_3$ 这一时刻，调频波的波形越稀。反之，$U_{\Omega m}$ 越小，Δf_m 越小，相应的在 $t = t_1$ 及 $t = t_3$ 时刻，波形密、稀的差别就没有 $U_{\Omega m}$ 大时那样明显。调频波的频率虽然变化，但它的振幅始终不变，这是调频波的第一个特点，也是调频波与调幅波的一大区别。调频波的另一个特点就是上述的频率随时间变化，这是调频波与调幅波的第二大区别。

二、调频波的频谱

调幅波的频谱是比较简单的，当调制信号为单频正弦信号时，调幅波仅包含三个频率成分：载波，频率为 f_0；上边频 f_0+F；下边频 f_0-F，F 为音频调制信号的频率。在频谱图上有三根谱线与之对应，如图1-4(a)所示。调幅波的向量表示如图1-4(b)所示。

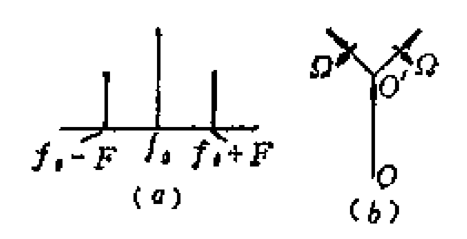


图 1-4 单频正弦信号调制时调幅波向量图和频谱图

调幅波向量等于载波向量、上边频向量、下边频向量这三个向量的和。当调制信号为一单频正弦信号时，调幅波只有一对边频。由于上边频的频率是 f_0+F，因此上边频向量转动的角频率就等于 $2\pi(f_0+F)$；载波向量转动的角频率 ω_0 为 $2\pi f_0$，所以上边频向量相对于载波向量以 $\Omega=2\pi F$ 的角速度逆时针旋转。同理，下边频向量相对于载波向量以 $\Omega=2\pi F$ 的角频率顺时针旋转。因为上、下边频向量以相同的角频率、相反的方向相对于载波向量旋转。因此，任何时刻，上边频向量与载波向量的夹角在数值上永远等于下边频向量与载波向量的夹角，二边频向量分别在载波向量的两侧。由于上、下边频向量的长度相等，所以任意时刻，上、下边频向量之和向量永远在载波向量这条直线上。这样，由载波向量、上边频向量、下边频向量构成的调幅波向量永远与载波向量重合。调幅波向量围绕 O 点转动的角频率就等于载波向量围绕 O 点转动的角频率。这是调幅波向量的第一个特点。

调幅波向量的第二个特点是，调幅波向量的长度随时间

变化，即调幅波向量对应的调幅波之幅度随时间变化。大家知道，时间不同，两边频向量与载波向量的夹角不同，因之边频的和向量之长度也不同，所以调幅波向量的长度也就跟着不同。

根据上述对调幅波的向量分析可知，当载波受到单频正弦信号调制时，调幅波的频谱是比较简单的，只包含载波成分及下、边频三个分量。

与调幅波相比，调频波的频谱就复杂多了。在调制信号仍为一个单频正弦信号时，调频波却有很多对边频。而一个边频就对应频谱图上一根谱线，边频多，频谱图上的谱线就越多。每对边频的谱线长短不一，因此调频波的频谱就很复杂。下面先定性地分析一下调频波频谱多的原因。我们先从最简单的情况谈起。

1. 调制信号振幅很小时的情况

当调制信号振幅很小时，经计算可知[2]，调频波也只有一对边频。但是这对边频与调幅波的一对边频不同。调频波的一对边频向量的和向量不在调频波中心频率波[15]向量这条直线上，而是与中心频率波向量垂直。所谓中心频率波是指其频率等于载波频率，但其振幅与载波振幅并不相等的信号。这个问题下面还要介绍，这里先引用这个概念。和调幅波向量一样，调频波同样也可用向量表示；调频波向量也等于中心频率波向量、上、下边频向量之和。向量图如图1-5所示。在图1-5(a)中，有向线段$\overrightarrow{OA}$代表中心频率波向量，用$\vec{A}$表示。有向线段$\overrightarrow{AB'}$、$\overrightarrow{AB''}$分别代表调频波的上、下边频向量，分别用$\vec{B'}$、$\vec{B''}$表示。有向线段$\overrightarrow{AB}$是上、下边频向量的和向量，用$\vec{B}$表示。有向线段OB是调频波向量，用$\vec{C}$表示。φ角是调频波向量$\vec{C}$与中心频率波向量$\vec{A}$之间的夹角。

因为上边频向量$\vec{B'}$以$+\Omega$的角频率绕A点以逆时针方向旋转，下边频向量$\vec{B''}$以$-\Omega$的角频率绕A点以顺时针方向旋转。这样$\vec{B'}$和$\vec{B''}$的和向量$\vec{B}$就永远与中心频率波向量$\vec{A}$垂直，并且向量$\vec{B}$的长度是变化的。结果调频波向量$\vec{C}$与中心频率波向量$\vec{A}$之间的夹角φ也就随时间变化。变化应符合如下规律：

$$\frac{d\varphi}{dt}=kU_{\Omega m}\cos\Omega t \tag{1-6}$$

从式(1-6)看出，$d\varphi/dt$代表向量$\vec{C}$与向量$\vec{A}$的角频率差，这个差值有时是正值，有时是0，有时是负值。在图1-5(a)中，如果设向量$\vec{C}$按逆时针方向偏离向量$\vec{A}$的角度为正值，按顺时针方向偏离的角度为负值，那么当向量$\vec{B}$向上时，偏离角φ为正，当向量$\vec{B}$向下时，偏离角φ为负，故$d\varphi/dt$就有时为正、有时为负。当$d\varphi/dt$从正值过渡到负值，或从负值过渡到正值时，中间必过0值，符合式(1-6)，所以向量$\vec{C}$就代表了调频波。

以上从角度的变化说明了向量$\vec{C}$是可以代表调频波向量的。下面从向量$\vec{C}$的长度是基本不变的这一特点说明它也是可以代表调频波向量的。从几何的知识知，$\vec{C}$的长度是大于$\vec{A}$的长度的。但因调制信号$u_\Omega=U_{\Omega m}\cos\Omega t$的振幅$U_{\Omega m}$很小，经计算可知[2]，$\vec{B'}$和$\vec{B''}$的长度很短，$\vec{B}$的长度也很短，偏离角$\varphi$就很小。此时可认为向量$\vec{A}$的长度与向量$\vec{C}$的长度近似相等。而向量$\vec{A}$的长度代表载波的振幅，则此调频波的振幅也就是载波的振幅。在调制过程中，因$\vec{A}$的长度不变，所以$\vec{C}$的长度不变，因此图1-5(a)中的向量$\vec{C}$代表调频波是合理的。

附带说一句，由于向量$\vec{C}$的长度近似等于向量$\vec{A}$的长度，

所以在调制信号的振幅很小时，调频波中的绝大部分的能量仍旧是载波能量，而携带信息的边频的能量很小。

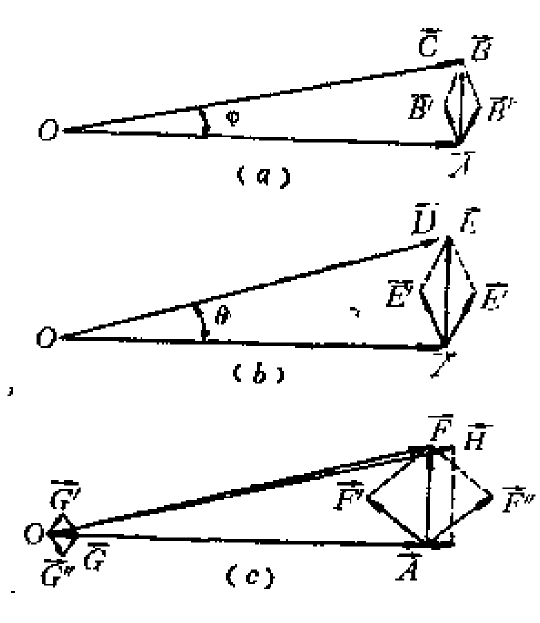


图 1-5 $m_f=0.5$时调频波向量图

2. 调制信号振幅较大时的情况

如果增加调制信号的振幅，图1-5(a)中边频$\vec{B'}$和$\vec{B''}$的长度增加，向量$\vec{B}$的长度也就增加，向量$\vec{C}$偏离$\vec{A}$的角度φ就大，如图1-5(b)所示，此时偏离角度为θ，$\theta>\varphi$。这时就不能认为调频波向量的长度等于中心频率波向量了。由于有向线段$\overrightarrow{AE}$的长度随时间变化，调频波向量$\vec{D}$等于向量$\vec{A}$加上向量$\vec{E}$，所以调频波向量$\vec{D}$的长度将随时间变化。这样向量$\vec{D}$代表的是振幅、频率同时变化的调频、调幅波，实际上调频波的振幅是不变的，因此，用图1-5(b)这样的向量图就不能代表调频波了。由于调制信号的振幅加大了，要传送的信息量多了，载波的能量进一步减少而转化成携带信息的边频能量。因此在此时的调频波向量图中，中心频率波向量的长度变短，而边频向量又多出一对，如图1-5(c)所示。这样，调频波就包含了两对边频和一个中心频率波。第一对边频向量的和向量$\vec{F}$与中心频率波向量$\vec{A}$垂直，第二对边频向量的和向量$\vec{G}$与第一对边频向量的和向量$\vec{F}$垂直，而与中心频率波向量在同一直线上。设第一对边频向量旋转的角频率等于$\omega_0+\Omega$和$\omega_0-\Omega$，第二对边频向量旋转的角频率等于$\omega_0+2\Omega$

和 $\omega_0-2\Omega$。其中 $\omega_0=2\pi f_0$ 是载波向量角频率，$\Omega=2\pi F$是调制信号角频率。如图1-5(c)，第一对边频向量$\vec{F'}$和$\vec{F''}$，它们的和向量$\vec{F}$与中心频率波向量$\vec{A}$垂直。第二对边频向量$\vec{G'}$和$\vec{G''}$，二者的和向量$\vec{G}$与中心频率波向量$\vec{A}$在同一直线上。调频波向量$\vec{H}=\vec{A}+\vec{G}+\vec{F}$，用图1-5(c)中的有向线段$\overrightarrow{OH}$表示。这时调频波向量$\vec{H}$的长度才能保证不变。这个问题将在后面证明。

当调制信号 $u_\Omega=U_{\Omega m}\cos\Omega t$ 的振幅再增加时，将会出现第三对(甚至第四对、第五对)边频，它们的角频率为 $\omega_0+3\Omega$ 和 $\omega_0-3\Omega$，它们的和向量又与中心频率波向量垂直。这样，在调制信号的频率不变的情况下，边频的数目将随调制信号的振幅增加而增加。

上面定性地说明调频波边频产生的过程及边频多的道理。要定量地说明边频的数目及边频的振幅，就要借助于贝塞尔函数。有关贝塞尔函数的问题，一般书上都有介绍，这里就不谈了。

调频波边频的数目除与调制信号的振幅有关外，还与调制信号的频率有关。如果系统允许的最大频偏为Δf_m，调制信号的频率为F，那么最大频偏Δf_m与调制信号的频率F之比定义为调频指数m_f，即

$$m_f=\Delta f_m/F \qquad (1-7)$$

当$m_f=2$时，调频波的边频数目为4，即有4对边频。利用贝塞尔函数可求出$m_f=2$时每对边频的振幅。根据每对边频的振幅及它们的频率就可以画出这时的频谱图，如图1-6所示。当调频指数更大时，其边频数目将更多。

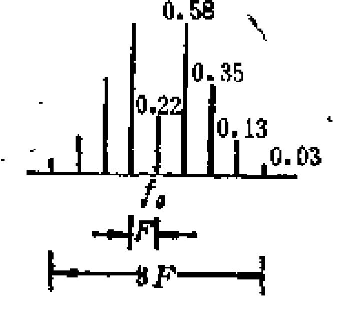


图 1-6 调频波频谱图

因此调频波边频的数目将大于2，这是调频波与调幅波的第三个区别。

调频波传送信息的能量来自载波，而调幅波传送信息的能量不是来自载波，而是来自外面能源，这是调频波与调幅波的第四个区别。

三、调频波边频的功率

上面谈到了调频波中包含有很多边频，而边频的能量来自载波。下面用一个例子来说明这问题。

设音频调制信号为 $u_\Omega = U_{\Omega m}\cos\Omega t$，调频波的数学表示式为

$$u_c = U_{cm}\cos(\omega_0 t + m_f \sin\Omega t) \qquad (1\text{-}8)$$

式中 u_c 为调频波的瞬时值；

U_{cm} 为调频波的振幅；

ω_0 为载波角频率；

m_f 为调制指数；

$\Omega = 2\pi F$ 为调制信号角频率。

有关调频波表示式的推导请看附录三。

将调频波表达式展开可得下式：

$$\begin{aligned} u_c &= U_{cm}\cos(\omega_0 t + m_f \sin\Omega t) \\ &= U_{cm}\cos\omega_0 t\cos(m_f \sin\Omega t) \\ &\quad - U_{cm}\sin\omega_0 t\sin(m_f \sin\Omega t) \qquad (1\text{-}9) \end{aligned}$$

将 $\cos(m_f\sin\Omega t)$ 及 $\sin(m_f\sin\Omega t)$ 两项展成级数就可得到组成调频波的各个成分。根据调频指数 m_f 之值查贝塞尔函数曲线可得到中心频率波及各个边频的振幅值。当 $m_f = 2$ 时，振幅比较大的边频共有四对，其它的边频因振幅很小被忽略不计。所以当 $m_f = 2$ 时有效边频为四对。因调频波振幅为

U_{cm}，查贝塞尔函数曲线可得出中心频率波及各对边频的振幅为：

中心频率波的振幅为 $0.22U_{cm}$
第一对边频的振幅为 $0.58U_{cm}$
第二对边频的振幅为 $0.35U_{cm}$
第三对边频的振幅为 $0.13U_{cm}$
第四对边频的振幅为 $0.03U_{cm}$

第五对及以上边频的振幅小于 $0.01U_{cm}$，故忽略不计了。

每个边频都有一定的功率，其值与边频电压的平方成正比，所以各对边频的功率为

第一对边频的功率为：$(0.58U_{cm}/\sqrt{2})^2\times 2$
第二对边频的功率为：$(0.35U_{cm}/\sqrt{2})^2\times 2$
第三对边频的功率为：$(0.13U_{cm}/\sqrt{2})^2\times 2$
第四对边频的功率为：$(0.03U_{cm}/\sqrt{2})^2\times 2$

因为每对边频包含上、下边频，所以每对边频的功率等于每个边频功率乘2。边频的总功率为：

$$2[(0.58U_{cm}/\sqrt{2})^2+(0.35U_{cm}/\sqrt{2})^2+(0.13U_{cm}/\sqrt{2})^2+(0.03U_{cm}/\sqrt{2})^2]=0.4743U_{cm}^2$$

中心频率波的功率为：

$$(0.22U_{cm}/\sqrt{2})^2=0.0484U_{cm}^2/2$$

由于调频波的振幅始终不变，永远等于未调载波振幅 U_{cm}，所以调频波的功率为 $U_{cm}^2/2$。调频波功率减去中心频率波的功率应当等于边频的功率：

$$(U_{cm}^2/2)-(0.0484U_{cm}^2/2)=0.4758U_{cm}^2$$

显然，$0.4758U_{cm}^2$ 与边频总功率 $0.4743U_{cm}^2$ 近似相等。二者的微小差别为 $0.0015U_{cm}^2$。这个差别是由于忽略了振幅较小

的边频造成的，因此可以得出结论：

1）调频波中携带信息的边频，其功率来自载波。

2）调频波的边频很多，当忽略振幅较小的边频时对于所传输的信号造成的失真不大。

3）当调制指数 m_f 增加时，有效的边频数目更多，边频所占的功率比重将更大，而中心频率波占的功率比重将更小。

四、调频波的向量表示

1. 正弦波的向量表示

正弦波除了用代数式 $u=U_m\cos\Omega t$ 和波形图表示以外，还可用旋转向量表示。旋转向量称为向量。图1-7为正弦波的波形。

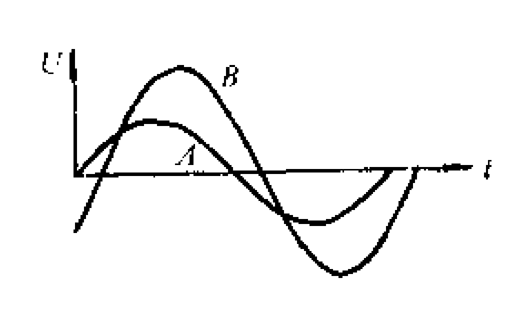


图 1-7　频率相同、初相不同，振幅不同的正弦波

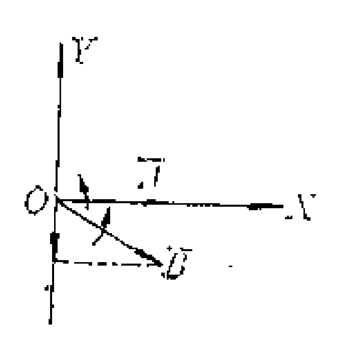


图 1-8　正弦波向量表示法

从图1-7看出，波形 A 与 B 表示的是两个频率相同，振幅和初相位都不同的正弦波。这两个正弦波用向量表示如图1-8。

以波形 A 为例，它在图1-8中用向量 $\vec{A}$ 表示。用向量表示正弦波应符合下述规定：

在 X 轴、Y 轴构成的平面内，以 O 点为起点画一有向线段，任意选定某一长度代表1伏（或1安），以 O 点为起点，截

取这个有向线段，使其长度等于实际正弦电压(或电流)的振幅值；该有向线段与 X 轴的夹角等于 $t=0$ 时电压(或电流)的初相角；该有向线段绕原点 O 沿反时针方向旋转，转动的角频率 $\Omega=2\pi F$，F为电压(或电流)的频率；该有向线段在 Y 轴上的投影长度等于该时刻电压(或电流)的瞬时值。这样的有向线段称之为旋转向量。图1-8中的向量 $\vec{A}$ 与图 1-7 中的波形 A 是对应的。此时向量 $\vec{A}$ 与 X 轴重合，两者之间的夹角为“0”，向量$\vec{A}$的长度等于波形 A 的振幅，此时向量 $\vec{A}$ 在 Y 轴上的投影为0；当向量 $\vec{A}$ 转动90°时，向量 $\vec{A}$ 刚好与 Y 轴重合；投影长度就等于向量 $\vec{A}$ 的长度。当向量 $\vec{A}$ 又转动90°，则它与 X 轴重合，但方向相反，故向量$\vec{A}$与 X 轴夹角为180°，在 Y 轴上的投影为 0，对应波形 A 的值也为 0。因此向量$\vec{A}$与波形 A 是等价的。在图1-8中还画出了向量 $\vec{B}$，它与图1-7中的波形 B 相对应。

2. 调频波的向量表示

在图1-8中，向量$\vec{A}$与向量 $\vec{B}$ 是同频的。但几组频率不同的正弦波，当研究某一瞬间的情况时也可以用向量图表示，调幅波的向量表示就是一例。如果研究某一时刻调频波的情况，也可用向量表示。图1-9就是调制指数 $m_f=2$ 时调频波的向量图。

图1-9中的英文字母代表中心频率波及各个边频向量。现将图中的向量介绍如下：

$\vec{O}$ 代表中心频率波向量，方向垂直向上，长度等于 $0.22U_{cm}$；角频率为 ω_0。

$\vec{A'}$；$\vec{A''}$分别代表第一对边频的上边频和下边频，长度等于 $0.58U_{cm}$，二者的和向量$\vec{A}$与中心频率波向量垂直。角频率分别为 $\omega_0+\Omega$ 和 $\omega_0-\Omega$。

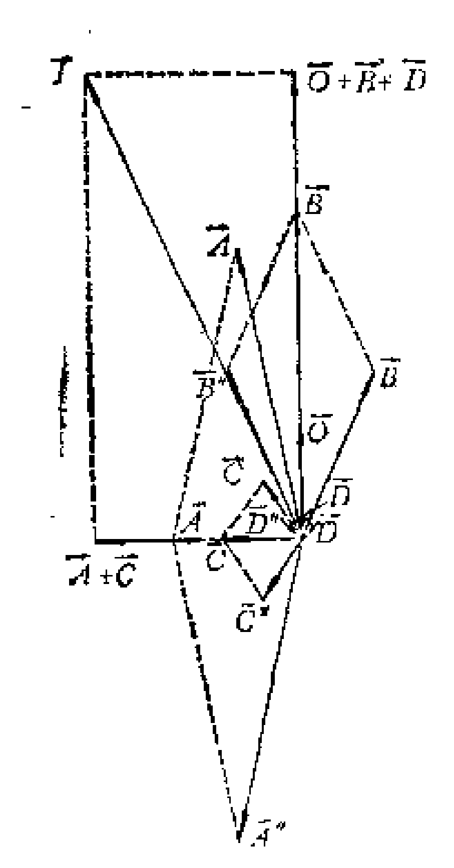


图 1-9 $m_f=2$时调频波向量图

$\vec{B'}$；$\vec{B''}$分别代表第二对边频的上边频和下边频，长度等于$0.35U_{cm}$，二者的和向量$\vec{B}$与中心频率波向量重合，角频率分别为$\omega_0+2\Omega$和$\omega_0-2\Omega$。

$\vec{C'}$；$\vec{C''}$分别代表第三对边频的上边频和下边频，长度等于$0.13U_{cm}$；二者的和向量$\vec{C}$与中心频率波向量垂直。角频率分别为$\omega_0+3\Omega$和$\omega_0-3\Omega$。

$\vec{D'}$；$\vec{D''}$分别代表第四对边频的上边频和下边频，长度等于$0.03U_{cm}$；二者的和向量与中心频率波向量垂合，角频率分别为$\omega_0+4\Omega$和$\omega_0-4\Omega$。将图中所有的向量按平行四边形法则将它们相加，最后就得到调频波向量$\vec{I}$。

在图1-9中，有了中心频率波向量及各个边频向量后，求调频波向量的位置及长度是比较容易的，问题的关键是图中各向量位置的定法，下面就介绍图1-9中各向量的画法。

任取一长度代表U_{cm}，然后画一竖直向上的线段，长度为$0.22U_{cm}$作为中心频率波向量。定好中心频率波向量后，在其起始点画出另一线段，长度为$0.58U_{cm}$，该线段与中心频率波向量的夹角任意定，这样，这个线段就作为第一对边频的上边频向量。如图1-9中的$\vec{A'}$所示。然后画第一对边频的下边频。注意，下边频与中心频率波向量之间的相对位置就不能任意定了。它只有一个位置是正确的，这就是要保证

上、下边频的和向量必须与中心频率波向量垂直。根据这个原则定出了下边频向量的位置，如图1-9中的$\vec{A''}$。这样第一对边频就全画完了。现在画第二对边频向量。这对边频的上边频向量$\vec{B'}$，它的角频率是$\omega_0+2\Omega$，比第一对边频的上边频向量的角频率高一个Ω。反映在图1-9中，$\vec{B'}$与$\vec{O'}$之间的夹角是$\vec{A'}$与$\vec{O}$的夹角的2倍，这样向量$\vec{B'}$的位置就定下来了。因为要求向量$\vec{B'}$及$\vec{B''}$的和向量与中心频率波向量方向一致，所以在向量$\vec{B'}$定下之后，$\vec{B''}$立刻就有了确定的位置。$\vec{B'}$及$\vec{B''}$的长度为$0.35U_{cm}$。

用同样的方法可以画出第三对边频、第四对边频的上、下边频向量。

如果再过一个Δt的时间，$\vec{O}$、$\vec{A'}$、$\vec{A''}$、$\vec{B'}$、$\vec{B''}$……彼此之间的相互位置变化了，结果调频波向量$\vec{I}$与中心频率波向量之间的夹角也就变化了，但调频波向量的长度始终不变。这正符合调频波的定义。

第三节　调频波的特性

一、调频波的几个参数

1. 最大频偏Δf_m

这个参数在介绍调频波时已经谈到了，$\Delta f_m=f_{max}-f_0$它的值仅与调制信号的振幅有关，与调制信号的频率无关。例如两个调制信号：$u_{\Omega 1}=U_{\Omega m}\cos\Omega_1 t$和$u_{\Omega 2}=U_{\Omega m}\cos\Omega_2 t$，其中$\Omega_1=2\pi F_1$，$\Omega_2=2\pi F_2$，$F_1$、$F_2$分别为两个音频调制信号的频率。不管是$F_2>F_1$还是$F_1>F_2$，由于两个调制信号的振幅都是$U_{\Omega m}$，所以它们分别调制两个载波，产生的最

大频偏都是 Δf_m。也就是说，调制的结果，最大频偏都应该是 Δf_m。

最大频偏有正值，也有负值，当调制信号的瞬时值达到正的最大值时，对应的最大频偏为正的最大频偏，当调制信号的瞬时值达到负的最大值时，对应的最大频偏为负的最大频偏。最大频偏在不同的国家规定的值是不同的。我国规定的最大频偏值为 $\Delta f_m = \pm 75\text{kHz}$。例如当载波频率为100MHz时，$\Delta f_m = \pm 75\text{kHz}$，调频波的最高频率为(100+0.075)MHz，最低频率为(100－0.075)MHz。

2. **调频指数 m_f**

上面在介绍调频波的向量表示法时曾用过这个术语，现在来谈谈它的物理意义。

根据调频波的表示式：

$$u_c = U_{cm}\cos\left(\omega_0 t + \frac{kU_{\Omega m}}{\Omega}\sin\Omega t\right)$$

定义 $kU_{\Omega m}/\Omega$ 为调频指数，用 m_f 表示。m_f 的值直接决定着边频的数目及边频的振幅，直接决定着调频波调制的深度。m_f 之值越大，调制的程度越深，m_f 之值越小，调制的程度越浅。读者要注意，不是 Δf_m 越大调制程度越深，Δf_m 越小调制程度越浅。下面就 m_f 之值对调制程度的影响作一定性的分析：

从调频波的表达式可以看出，m_f 的值等于调频波向量与中心频率波向量的相角差的最大值：

$$\left(\omega_0 t + \frac{kU_{\Omega m}}{\Omega}\sin\Omega t\right) - \omega_0 t$$

$$= (kU_{\Omega m}/\Omega)\sin\Omega t$$

$$= m_f\sin\Omega t \qquad (1\text{-}10)$$

图 1-10(a) 画出了载波相角、已调波相角及二者相位差与时间的关系曲线。载波相角与时间是线性关系。调频波的相角与时间 t 的关系比较复杂，可用如下式子表示：如果调频波的总相角用 φ 表示，则

$$\varphi(t)=\omega_0 t+(kU_{\Omega m}/\Omega)\sin\Omega t \qquad (1\text{-}11)$$

这个关系也画在图 1-10(a) 中了。调频波与中心频率波的相位差和时间的关系符合正弦函数规律；最大值是m_f。因此m_f本身是相角。在分析调频波的频谱时曾提到，在调制信号的振幅很小时，调频波仅有一对边频，当调制信号的振幅增加时，调频波向量偏离中心频率波向量的角度增大，出现了两对边频，调制的程度加深了。那里只谈到了增加调制信号的振幅：即增加调频波的最大频偏。由于调制信号的频率未变，所以增加最大频偏就等于增加调频指数。因此，调频指数m_f的增加，就意味着调频波向量与中心频率波向量的相位差在增加，相应地调制程度就越深。在图 1-10 的 (b)、(c) 两图中，$\vec{A}$，$\vec{A}'$代表中心频率波向量，$\vec{B}$，$\vec{B}'$代表调频波向量。$\varphi_{m2}>\varphi_{m1}$，即$m_{f2}>m_{f1}$。因此图1-10($c$)中的调频波比起图1-10($b$)中的调频波来，所受的调制程度要深。图中 $\omega_0\Delta t$ 代表两个调频波向量偏离了相角 φ_{m1} 和 φ_{m2} 时，中心频率波转动的角度。

调频指数 m_f 越大，调制的程度越深，这还表现在边频的功率值上。当 $m_f=0.5$ 时，携带信息的边频的功率占整个调频波功率的11.7%，中心频率波的功率占整个调频波的功率为88.36%。当调频指数 $m_f=2$ 时，携带信息的边频的功率则占整个调频波功率的94.86%，中心频率波的功率占整个调频波功率的4.84%。因此可以得出结论，调频指数 m_f 越大，调频波向量偏离中心频率波向量的角度越大，边频的数目越

多，边频的功率在整个调频波的功率中占的比重就越大，调频波受到的调制程度就越深。

影响调频指数 m_f 之值的因素有两个：最大频偏 Δf_m 和调制信号的频率 F。在调制信号频率不变的情况下，增大最大频偏，调频指数的值就增加，例如调制信号的频率 $F=1$kHz，最大频偏 $\Delta f_m=22.5$kHz，调频指数 $m_f=22.5$kHz/1kHz，则 $m_f=22.5$弧度，折合成1289°。若最大频偏变成 $\Delta f_m=75$kHz；则调频指数 $m_f=75$kHz/1kHz $=75$ 弧度，折合成 4297°。显然最大频偏 Δf_m 的值越大，调频指数 m_f 的值越大。

当最大频偏 Δf_m 保持不变，改变调制信号的频率F时，调频指数 m_f 也跟着变化。例如保持最大频偏 $\Delta f_m=22.5$kHz 不变，当调制信号的频率 F 从 1kHz变成 15kHz 时，调频指数 m_f 则从22.5弧度变成1.5弧度，即从1289°变成85.9°。也就是调制信号的频率变化导致了调频指数的变化。调制信号的频率越高，调频指数越小，调频波向量偏离中心频率波向量的角度就越小。因此，在频偏不变的情况下，用频率高的调制信号调制载波与用频率低的调制信号调制载波，所得到的两种调频波调制的深度不同，调制信号的频率越低，所得的调频波调制的程度越深，调制信号的频率越高，所得到调频的调制程度越浅。

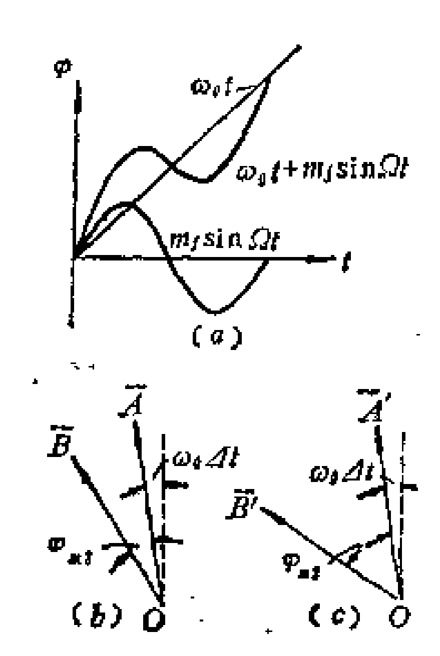


图 1-10 调频波调制深度与调频指数m_f的关系

3. 调频波的带宽B

调幅波的带宽很窄，求法也很简单。当调制信号是一个频率

为 F 的正弦波时，调幅波仅有一对边频，带宽 $B=2F$。

与调幅波相比，调频波的边频很多，严格讲起来，边频为无穷多个。因此在调频波的频谱图上就应当有无穷多个谱线与边频对应，调频波所占有的带宽应当为无穷大。但是，在这众多的边频中，忽略掉振幅较小的边频对所传送的信息不会产生多大的失真。因此调频波占有的带宽又是有限的，它可由有效边频的数目 n 来决定，即调频波的带宽为：

$$B=2Fn \tag{1-12}$$

式中 B 为调频波占有的带宽；

F 为调制信号的频率；

n 为有效边频数目。

因为调频指数 $m_f=\Delta f_m/F$，所以调制信号的频率 F 可表示为：

$$F=\frac{\Delta f_m}{m_f} \tag{1-13}$$

将式(1-13)代入式(1-12)则带宽 B 可写成：

$$B=2\frac{\Delta f_m}{m_f}n$$

$$=2\frac{n}{m_f}\Delta f_m \tag{1-14}$$

因为有效边频数目 n 完全取决于调频指数 m_f 的值，所以调频波带宽就只由调频指数 m_f 和最大频偏 Δf_m 决定。

例如，已知 $m_f=2$，$\Delta f_m=30\text{kHz}$，求带宽 B。

当 $m_f=2$ 时，有效边频数目 n 为4，则带宽为

$$B=2\times\frac{4}{2}\times 30\text{kHz}=120\text{kHz}$$

若 $m_f=5$，相应的有效边频数 $n=8$，若 $\Delta f_m=75\text{kHz}$，则带宽

$$B = 2 \times \frac{8}{5} \times 75 = 240\text{kHz}$$

从上述计算结果可知，调频波占有的带宽比调幅波占有的带宽要宽很多。

以上介绍了调频波的几个主要参数，现归结如下：

最大频偏 Δf_m：

Δf_m 的值表明调频波频率变化的最大值，它只与调制信号的振幅有关，与调制信号的频率无关。

调频指数 m_f：

m_f的值表明了调频波所受调制的程度。该值由最大频偏及调制信号的频率决定。m_f 值可以小于1，也可大于1，与调幅波的调制度是不相同的。

带宽 B：

B 表明调频波占有的带宽。为保证收音机解调出来的信号不产生失真，发射机及接收机的实际带宽值均不能小于 B。B 的值由最大频偏 Δf_m 和调频指数 m_f 决定。

二、调频波与干扰

调频的抗干扰能力要比调幅抗干扰的能力强。关于这个问题分两个方面介绍：一个是对噪声的抑制能力，一个是对干扰的抑制能力。

1. 信噪比

假设一个载波 $u_c = U_{cm}\cos\omega_0 t$，它未受调制，是一个高频正弦波。同时有一个正弦的高频干扰信号$u_N = U_{Nm}\cos\omega_N t$。这两个信号相互作用，其合成电压信号为：

$$\begin{aligned} u &= u_c + u_N \\ &= U_{cm}\sqrt{1 + a^2 + 2a\cos\Omega_N t}\ \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (1\text{-}15) \end{aligned}$$

$$\varphi = \mathrm{tg}^{-1}\frac{a\sin\Omega_N t}{1+a\cos\Omega_N t} \tag{1-16}$$

式中：

$$a=\frac{U_{Nm}}{U_{cm}} \tag{1-17}$$

$$\Omega_N=\omega_N-\omega_0 \tag{1-18}$$

从式(1-15)看出，合成电压的振幅和频率都随时间变化，是一个既调幅又调频的信号，称为调频调幅波。下面讨论$a\ll1$的情况。

对于调幅收音机来说，它的检波器只对这个调频调幅波的振幅变化有反应，对其频率变化则无反应。对于调频收音机来说，它的检波器只对调频调幅波的频率变化有反应，而对其振幅变化无反应。因此，调幅收音机和调频收音机在接收到这个调频调幅波时，最后的音频输出信号的大小是不相同的。就是说，干扰对调幅收音机和调频收音机的影响是不同的。计算结果[3]表明，在上述干扰作用下，调幅收音机输出端信噪比等于输入端信噪比与调幅度的乘积。当调幅度等于1时，二者相等。通常调幅度小于1，故输出端的信噪比比输入端的信噪比要低。调频收音机输出端信噪比等于输入端信噪比与调频指数的乘积。由于调频指数一般都大于1，所以调频收音机输出端信噪比要高于输入端的信噪比。如果调幅、调频收音机输入端信噪比相等，则调频收音机输出端信噪比高于调幅收音机输出端信噪比，二者的比值等于调频指数与调幅度之比。当调幅度等于1时，这个比值就等于调频指数。如果干扰信号为白噪声，这个比值等于$\sqrt{3}m_f$。

2. 抗干扰能力

调频波的抗干扰能力较强。在一般情况下，外界干扰对已调波的影响主要表现在使已调波的振幅变化。由于调频收

音机具有限幅器，这样，当幅值变化的调频波经过限幅器后，变成了削顶的调频波，首先将干扰引起的调频波的幅值变化削去。同时由于限幅器的输出部分接的是调谐回路，它可以选出保持原调制特性的等幅调频波，所以鉴频器输出的信号将是原调制信号。从而说明调频波的抗干扰能力较强。

3．抗同频干扰能力

由于调频波本身的特点，调频收音机在接收两个同频的调频信号时，能从中选出信号强度较强的信号，抑制强度较弱的信号。有关这个问题下面还要详细介绍。

三、调频波与调幅波的比较

上面对调频波做了简单的叙述，下面将调频波与调幅波做个比较，作为调频波概述的小结。比较情况如下表所示。

表 1-1 调频波与调幅波的比较

项目 \ 调制方式	调频(FM)	调幅(AM)
已调波的频率	随调制信号的瞬时值变化并有最大频偏	不变
已调波的振幅	不变	随调制信号的瞬时值而变
频率等于f_0的成分的振幅	变小	不变，等于载波振幅。
调制指数	$m_f=\Delta f_m/F$	$m_A=U_{\Omega m}/U_{om}$
边频(单频调制)	无穷多个	2个
带宽B	$2nF_{max}=2\frac{n}{m_f}\Delta f_m$	$2F_{max}$
已调波功率	不变，并等于载波功率。	变化，并大于载波功率。

表中 f_0 代表载波频率。Δf_m 代表最大频偏。F 代表调制信号频率。m_f、m_A 分别代表调频指数和调幅度，统称为调制指数。$U_{\Omega m}$ 为调制信号的振幅。U_{om} 为载波振幅。n 为有效边频数。F_{max} 为调制信号的最高频率。

现在对表1-1做些简单的解释

1．已调波的频率

已调波指的是调频波或调幅波。那么已调波的频率则是指调频波的频率或调幅波的频率。有关这两种已调波的频率的特点在文中已做了介绍，这里就不多谈了。

2．已调波振幅

调频波振幅不变，信息是通过调频波的频率变化传送的。

调幅波振幅变化，信息是通过调幅波振幅的变化传送的。

3．频率为 f_0 成分的振幅

对调频波而言，调频波的振幅不变，但频率等于 f_0 成分的振幅却是变化的。即中心频率波的振幅是变化的。因为携带信息的边频的功率来源于载波，而边频的数目 n 是随调频指数 m_f 的值变化的，因此边频的功率也变化，中心频率波的功率也变化，其振幅是随调频指数 m_f 变化而变化的。

调幅波中包含载波成分和边频成分。调幅度的变化只引起边频成分振幅的变化，载波的振幅则始终不变。

4．调制指数

对调频波来讲，调制指数就是调频指数，它等于最大频偏与调制信号的周期相乘。调频指数的值直接影响带宽及收音机的信噪比。调频指数 m_f 可以大于1。

对调幅波来讲，调制指数又称调幅度，它的最大值是1。

无论是调频指数还是调幅度，它们的值越大，则已调波所受的调制就越深。它们的值越小，已调波所受的调制就越浅。

5．边频

当调制信号为单一频率正弦波时，调频波的边频理论上为无穷多，实际上有些边频的振幅很小，可以忽略不计，因此调频波的边频数目不是有限的。振幅值较大的那些边频称为有效边频，有效边频的数目由调频指数决定。

调幅波的边频比较简单，只要是单一频率正弦信号作为调制信号，不管调幅度有多大，调幅波只有一对边频，不受任何因素影响。

6．带宽

由于调频波存在有效边频，所以调频波的带宽是有限的，它由调频指数和最大频偏决定。

调幅波带宽为两倍调制信号的频率的宽度，与调幅度无关。

7．已调波功率

调频波的振幅不变，其功率等于载波功率。

调幅波的振幅变化，其功率大于载波功率。

从以上调频波与调幅波的比较可以看出，二者是有很大区别的。因此，调频收音机与调幅收音机的工作原理是不同的。

从上述的比较结果可以看出，调频波有自已突出的优点。近些年来，调频广播的发展很快，并且立体声广播也采用调频广播的方式，这就进一步促进了调频收音机制造业的发展。第二章将介绍调频收音机及调频立体声收音机原理，

第二章 调频收音机

调频收音机方框图如图2-1所示。为便于比较，图2-2画出了大家熟悉的调幅收音机方框图。

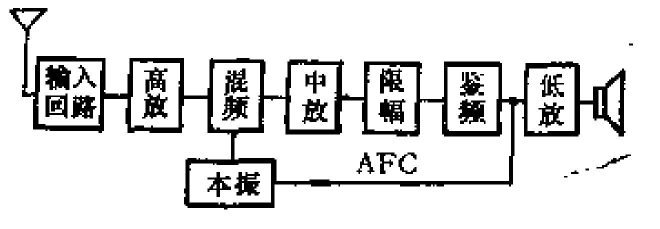


图 2-1 调频收音机方框图

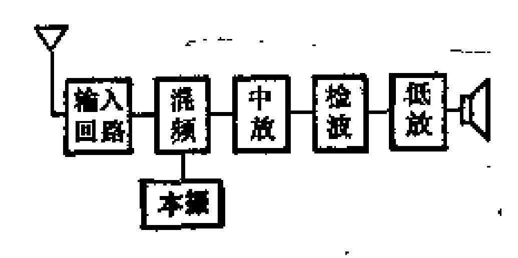


图 2-2 调幅收音机方框图

比较这两个图可以看出，调频收音机的构成与调幅收音机的构成极为相似。它也是由输入回路、混频、本振、中放、解调及低放组成。不同的是调幅收音机一般没有高放部分，只有高档调幅收音机才有高放。而调频收音机无论高档机还是低档机都有高放。此外，调频收音机还有限幅器，这是调幅收音机不可能有的。大家知道，调频收音机接收的是调频波，调频波的特点是频率随音频调制信号的瞬时值变化，而调频波的振幅不变。由于各种干扰作用的结果使已调波(调频波或调幅波)的振幅发生变化，因此受了干扰作用的调频波，其振幅不再保持恒定不变。这样在调频收音机的解调器前加个限幅器，把受干扰的调频波的振幅变化削去，使其成为等幅的调频波，从而提高了抗干扰的能力。

在解调器的工作原理上，调频收音机与调幅收音机也不同。调幅收音机用来完成解调任务的是检波器，而调频收音机则用鉴频器来完成解调任务。由于鉴频器的使用，使调频收音机的信噪比大大提高了。

综上所述，由于调频收音机结构的特点及调频波本身的特点，所以调频收音机的抗干扰性能，抑制噪声的性能都比调幅机强得多，下面分别介绍调频收音机各部分的工作原理。

第一节　高频电路

一、输入回路

输入回路位于整机的最前端，与天线相连。天空中各种频率的射频信号都在天线上感应出电动势，而人们只需要其中的一个信号。这个信号称之为有用信号，而其它的射频信号统称为干扰信号。因此，输入回路的首要任务是对这些射频信号进行预选，把需要的信号选出来送入高频放大器(简称高放)加以放大，而把其它不需要的信号抑制掉。因此对输入回路的第一个要求是要有良好的选择性。第二个要求是输入回路的传输系数要高，就是说天线接收的信号经过输入回路时衰减要小。这样送给高放的信号就大，整机的灵敏度较高。总的来说，要求输入回路要有良好的选择性和高的传输系数。

输入回路是电感 L 和电容 C 组成的并联谐振回路。收音机的种类不同，所采用的输入回路的形式也不同。输入回路有固定调谐式和可变调谐式两种，下面分别进行介绍。



1. 固定调谐式输入回路

固定调谐式输入回路指的是谐振点固定不变的谐振回路。因此这个回路的电感L和电容C的值在87MHz～108MHz的调频波段内是固定不变的，便携式调频收音机、汽车收音机通常都使用这种电路。

由于调频段的覆盖系数比较小，所以对于普及机来说，用这种输入回路基本上能满足灵敏度与选择性的要求。图2-3是梅花牌M-109便携式收音机调频收音部分的输入回路。

图中，L_1、C_1构成输入回路。拉杆天线通过C_2与输入回路连接。C_3为耦合电容，输入回路选出的信号通过C_3耦合到高放。这种输入回路是不平衡式输入回路。

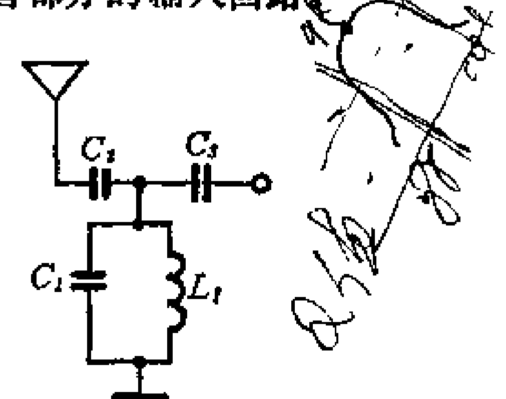
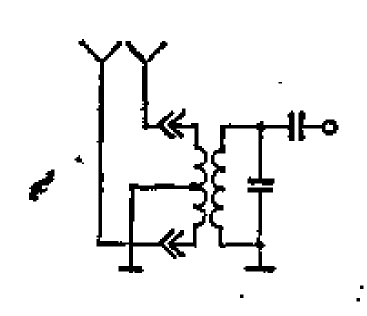


图 2-3　M-109输入回路

固定调谐回路还有平衡式的，图2-4是普及型台式机采用的平衡式固定调谐回路。它采用变压器耦合，把天线接收的信号耦合到次级，次级的电感、电容谐振回路选出所需要的电台信号，送至高放加以放大。变压器的初级中点接地。国产红灯2L-143型台式收录机就是采用这种型式的输入回路，如图2-4所示。


图 2-4　红灯2L-143型机输入回路

对于质量要求较高的调频收音机来讲，上述这种调谐回路满足不了选择性又好、增益又高的要求。因为上述这种回路是单调谐回路，单调谐回路的谐振曲线比较尖，在谐振点处，回路的增益很高，偏离谐振点，曲线衰减很快，回路的增益很低。在所接

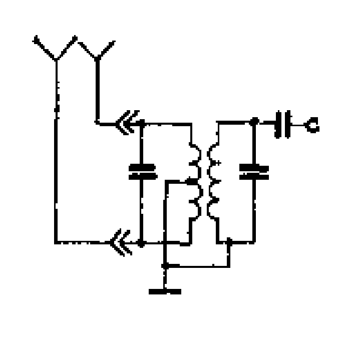


图 2-5 美多CT6621型机输入回路

收的频段内，不同的频率点，其灵敏度相差较多。如果要照顾各个频率点灵敏度的一致性，则回路的 Q 值必然要低，这样选择又满足不了要求。为此有的调频收音机采用了固定调谐式双调谐回路作输入回路。譬如国产美多牌 CT6621 型台式收录机就采用了这种形式的输入回路，如图2-5所示。

2. 可变调谐式输入回路

要求更高的调频收音机，要使用可变调谐式输入回路，这种回路的调谐点是可变的，改变调谐回路的电容，使其谐振频率等于所需要的电台信号频率，结果在回路两端能感应出较高的电动势，而其它频率的干扰则受到很大的衰减。这样就可以较好地解决选择性与灵敏度的矛盾，使二者都能符合要求，同时也使收音机的抗干扰性能大大提高。国产调频收音机春雷 3T2 的输入回路，采用的就是这种可变调谐式单调谐回路，如图2-6所示。

该输入回路采用变压器（B）耦合，B 的初级中点接地，次级与 C_{1a}、C_2、C_3、C_4、C_5 组成谐振回路。C_4、C_5 组成电容分压器，C_5 两端的电压送入高放。

图 2-6 春雷3T2输入回路

采用电容 C_4、C_5 分压的目的，是为了减少高放输入阻抗的旁路作用，提高回路的 Q 值。

二、高频放大器

调幅收音机通常都设有高频放大器，输入回路输出的信号直接送给变(混)频器。只有高级调幅收音机才配备高频放大器。调频收音机则不然，任何级别的调频收音机都装有高放。原因是调频收音机与调幅收音机的噪声来源不同。为了说明这个问题，先简单介绍一下噪声系数这一概念。然后再介绍高频放大器的有关知识。

1．噪声系数

收音机的天线在接收信号的同时，还接收一定量的噪声。如果用 S_i 代表输入信号的功率，用 N_i 代表输入的噪声功率，则 S_i 与 N_i 之比就能表示输入信号的质量。S_i/N_i 的值越大，表明输入信号的噪声越低，质量越好，收音机放出的声音的质量越好。如果用两台质量不同的调频收音机，在同地同时收听同一个电台的节目，这时人们就会觉得，高级收音机放出的声音要比低级收音机放出的声音“干净”，即高级收音机的噪声低，而低级收音机的噪声大。其原因除二者的灵敏度不同之外，收音机自身内部产生的噪声功率也不相同。下面就来分析这个问题。

收音机天线接收到的信号 S_i 和噪声 N_i 都要经过输入回路、高放、变(混)频、中放、解调及低放，最后从扬声器放出声音。设想整机的放大倍数为 K，它等于组成收音机的各级放大倍数的乘积，即 $K=K_1\cdot K_2\cdot\cdots\cdot K_n$。其中 K_1、K_2…K_n 分别为第一级、第二级、……第 n 级的放大倍数。扬声器处的信号功率 $S_o=KS_i$。与此同时，噪声功率 N_i 也被放大了 K 倍。如果收音机各级本身都不产生噪声(理想情况)，那么扬声器处总的噪声功率 $N_o=KN_i$。此时收音机的

输出信噪比为 $S_o/N_o = KS_i/KN_i = S_i/N_i$，它与收音机的输入信噪比相等。因此可以得出结论：在理想情况下，当输入信噪比相同时，各类级别的收音机，信噪比都相等，并且都等于输入信噪比。这时高、低级收音机听起来，声音都同样"干净"。然而，实际情况并非如此。

大家知道，收音机是由很多个晶体管、电感、电容等元件组成的。其中晶体管、电阻等都会产生噪声。而且，前一级产生的噪声还会被后一级放大器放大，同时后一级放大器自身还产生一定量的噪声，这个噪声加上放大了的前级噪声再被下一级放大器继续放大。结果总的噪声功率越来越大。如果用 N_A 表示收音机整机内部自身产生的总噪声功率，整机实际输出的噪声功率就应当等于放大了 K 倍的输入噪声（KN_i）加上收音机自身产生的总噪声功率 N_A。如果用 N_o 表示收音机实际输出的噪声功率，则 $N_o = KN_i + N_A$。此时收音机输出端的信噪比为总信号功率与实际输出噪声功率之比，即 $S_o/N_o = KS_i/(KN_i + N_A)$。显然，$N_A$ 越大，上述比值越小，输出、输入信噪比相差得越多。因此，收音机输出信噪比的大小完全取决于收音机内部产生的噪声功率的大小。高质量的收音机，其 N_A 值比较小，输出信噪比就高。这是因为高质量的收音机，除了使用低噪声的元件、器件之外，还在整机的电路上采取一定措施，以便使 N_A 值更小。这样高质量收音机输出的信噪比相对于输入信噪比来说，下降的值不是很多。而低级收音机则由于 N_A 值比较大，整机实际输出的噪声功率就大。因此，整机输出信噪比，相对于输入信噪比来说，下降的值是比较大的。为说明收音机自身内部产生的噪声的量，我们引入一个术语——噪声系数 F。

F =（输入信噪比）/（输出信噪比）

根据上述分析，在理想情况下，输出信噪比＝输入信噪比，$F=1$；实际上，由于N_A的存在，输入信噪比大于输出信噪比。所以通常F的值都比“1”大。高级收音机的F值要小于低级收音机的F值。

下面看看，噪声系数F受哪些因素影响。根据噪声系数的定义可得

$$F=\frac{S_i/N_i}{S_o/N_o}$$

$$=\frac{N_o}{KN_i}$$

$$=\frac{KN_i+N_A}{KN_i}$$

$$=1+N_A/KN_i \qquad (2-1)$$

式中$K=S_o/S_i$——收音机整机功率放大倍数。

从上式可以看出整机噪声系数F与整机的放大倍数K及输入的噪声功率N_i之积成反比，与收音机自身产生的噪声功率成正比。如果整机的放大倍数很大，并且收音机使用的是低噪声的元件，线路上又为降低本身的噪声采取了某些措施，则N_A值就很小，那么整机噪声系数就小。

2．高频放大器的作用

调幅收音机的工作频率通常低于30MHz，此时，噪声主要来自机外，机内产生的噪声相对来说是比较小的。因整机的功率放大倍数很大，$N_A/(KN_i)$之值较小，所以整机的噪声系数F不大，调幅收音机不加高放仍可得到满意的收听效果。

调频收音机的工作频率远比30MHz高，如我国的调频波段选定为87.0—108MHz，此时噪声的来源主要不是机外，

而是机内。这样当输入信号的质量很好，即 S/N_i 比较大时，由于机内产生很大的噪声，N_A 值比较大，结果收音机整机输出的信噪比还是比较低的。因此提高整机信噪比的关键是降低机内噪声。计算表明，收音机整机噪声的噪声系数，其值主要由收音机的前两级的噪声系数决定。变频级在收音机的前端，噪声系数很大，它本身产生很大的噪声。如果象调幅收音机那样，输入回路直接与变频级相联接，那么，整机的噪声系数就会很大。如果在变频级与输入回路之间加一个高放大倍数、低噪声系数的高频放大器，则收音机整机的噪声系数将会明显下降。从而整机的信噪比将会大大提高。同时，由于高频放大器的放大倍数很大，整机的灵敏度也会因此而显著地提高。

高频放大器是个调谐放大器，它还要把输入回路选出的信号作进一步的选择，从而使收音机的选择性也进一步提高，同时也提高了收音机的抗干扰能力。

高频放大器的另一个作用，是减少本振幅射。这是由于高放把本振与输入回路隔开，本振就不容易通过高放耦合到输入回路而辐射出去，减少了对其它收音机的干扰。

3．高频放大器电路

高频放大器分晶体管高频放大器和场效应管高频放大器。下面分别作一简单介绍

1）晶体管高频放大器

现在还有一些调频收音机采用晶体管高频放大器。晶体管有三种不同的接法：共发射极、共集电极和共基极。由于高频放大器的工作频率很高，工作又要稳定，因此用得最多的是共基极接法。这种接法的优点是：晶体管的截止频率高、内部反馈小，在超高频段工作不需要中和、工作稳定。

缺点是输入阻抗低，对槽路的影响比较大。为此，输入通过电容分压抽头与高频放大器联接。图 2-7 就是这种联接的一个例子。图中 r_{be} 代表晶体管的输入阻抗，C_3、C_4 为输入回路的分压电容。分压后，就相当于在 a、b 两端并上一个阻抗为

$$[(C_3+C_4)/C_3]^2 r_{be}$$

的高频放大器。从而减小了对槽路的旁路作用。

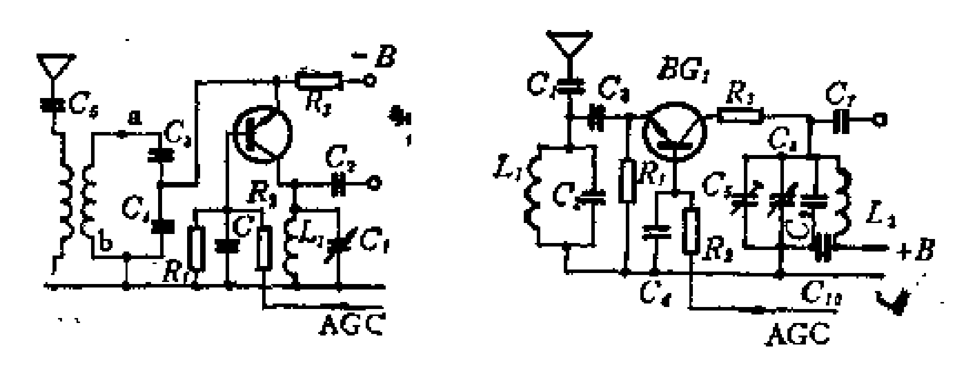


图 2-7　共基极高频放大器　　　图 2-8　SL-1A高放电路

电容分压虽然可以减小高放阻抗对槽路的影响，但是在接收频段范围内增益不均匀。设晶体管的输入电容是 C_{be}，从图2-7中看出，它与 C_4 并联，所以，它对分压比有一定的影响；其次，C_{be} 的容抗在 87MHz～108MHz 的范围内是变化的，所以，随着接收频率的不同，电容分压比将发生变化，晶体管 b、c 两端的电压也就随频率变化而变化。因此，国产的很多普及型调频收音机不采用电容分压，高频放大器直接并联在 L、C 组成的输入回路的两端。图2-8所示为牡丹 SL-1A 高放电路图。

图中，输入回路的 L_1、C_2 组成并联谐振回路，它选出所需要的信号，经电容 C_3 耦合到高放管的发射极。C_5、C_8、C_9、C_{10} 和电感 L_2 构成可变调谐并联谐振回路，作晶体管

BG_1的负载，对放大了的信号作进一步的选频。电容C_{10}的电容量很大，起隔直作用。对高频信号来说，它的阻抗很小，相当于短路。它的存在对谐振回路无影响。耦合电容C_3有一定的分压作用，但因其电容量比较大，对接收频段内增益的均匀性影响不大。

2）场效应管高频放大器

与晶体管相比，场效应管具有输入阻抗高的特点。因此，用场效应管作高频放大器对输入回路的影响很小，输入回路的Q值基本不变，可以保证输入回路有高的选择性，提高了抗干扰的能力。此外，噪声系数低也是场效应管的特点，因此，用场效应管作高频放大器越来越普遍。图2-9是红灯735场效应管高频放大器原理图。

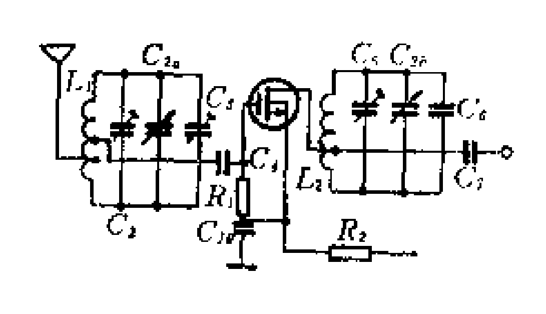


图 2-9 红灯735高频放大器

图中的场效应管衬底和源极相连并入地，电阻R_1是栅极偏压电阻，用来确定该场效应管的静态工作点。输出负载是C_5、C_{2b}、C_6与L_2组成的并联谐振回路。该谐振回路对输入回路选出的信号作进一步选择，然后将选出的信号送入变频器。由于输入回路和高放的输出回路对所需要的信号进行两次选择，从而可以大大提高抗干扰的能力。

图中C_7是高放输出与变频器输入间的耦合电容。在变频器的输入端并联一个中频陷波器，这是个电感、电容串联谐振回路，谐振频率是10.7MHz中频信号，利用这个串联谐振回路可以提高收音机的中频抑制能力。(图中未画出中频

陷波器线路）。

三、本机振荡器

调频收音机本机振荡器的作用与调幅收音机的本振作用相同。由于调频收音机工作在超高频段，所以调幅收音机常用的电感三点式振荡器在这里就不适用了。调频收音机通常采用改进型电容三点式振荡器。下面先介绍电容三点式振荡器，然后再介绍改进型电容三点式振荡器。

1. 电容三点式振荡器

图2-10为电容三点式振荡器原理图，交流等效电路如图2-11所示。振荡器的输出电压是电容C_1两端的电压U_1，反馈电压是电容C_2两端的电压U_2。

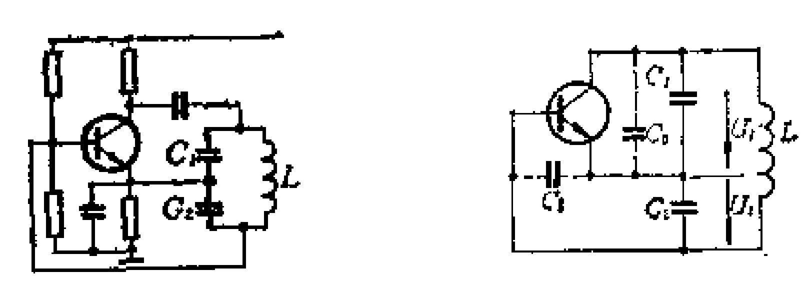


图 2-10　电容三点式振荡器　图 2-11　图2-10的交流等效电路

根据电容的特性可知，不同频率的电流，通过同一个电容器，它将显示出不同的阻抗。由于本振的振荡电流除了基波成分之外，还包含有谐波成分，而谐波的频率比基波频率高。因此，电容C_1、C_2对基波的阻抗比较大，C_1、C_2的端电压U_1、U_2之值就比较大，而谐波成分在C_1、C_2两端产生的电压就小。C_1、C_2两端电压中的主要成分是振荡信号的基波成分，谐波成分比电感三点式振荡器输出电压中的谐

波成分要少。因此，电容三点式振荡器输出的电压波形比较好。对于振荡频率很高的调频收音机来说，使用这种振荡电路是合适的。

2. 克拉泼振荡器

使用电容三点式振荡器可以得到比较理想的振荡输出电压，但是随之而来的问题是，晶体管的极间电容 C_0、C_i 此时不可忽略不计。晶体管不同，C_0、C_i 的值不同；环境温度的改变，C_0、C_i 的值也跟着改变。因此，上述的电容三点式振荡器的频率是不稳定的。为此产生了改进型电容三点式振荡器——克拉泼振荡器。电原理图如图2-12所示，交流等效电路如图2-13所示。回路总电容为 C。

$$1/C = 1/(C_1 + C_0) + 1/(C_2 + C_i) + 1/C_3$$

如果选 C_3，使其满足下面条件：

$$C_3 \ll C_1 + C_0 \qquad (2\text{-}2)$$

$$C_3 \ll C_2 + C_i \qquad (2\text{-}3)$$

则 $1/C \cong 1/C_3$，即 $C \cong C_3$，此时回路的振荡频率基本上由 L、C_3 的大小来决定，与 C_0、C_i 几乎无关。这样，当外界条件改变(如更换晶体管、环境温度改变)时，振荡器的振荡频率基本不变。

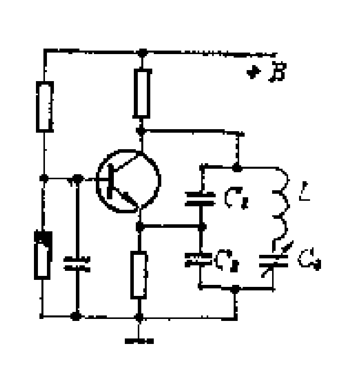


图 2-12　克拉泼振荡器

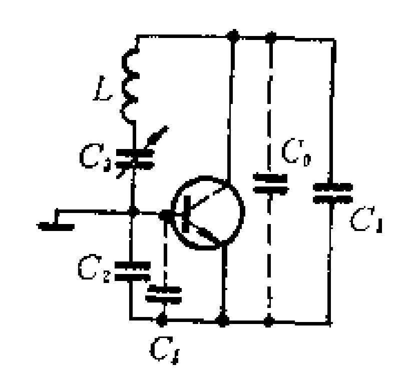


图 2-13　图2-12的交流等效电路

克拉泼振荡器虽然较好地解决了晶体管极间电容对振荡频率的影响问题，但这种振荡器也有其弱点，那就是只有在满足式(2-2)、(2-3)的条件下才能消除晶体管极间电容的影响。结果使振荡幅度降低。因此对质量要求比较高的调频收音机，多采用另一种改进型电容三点式振荡器——西勒振荡器。

3．西勒振荡器

图2-14是西勒振荡器原理图。交流等效电路如图2-15所示。图中电容 C_4 比 C_1、C_2 小很多。

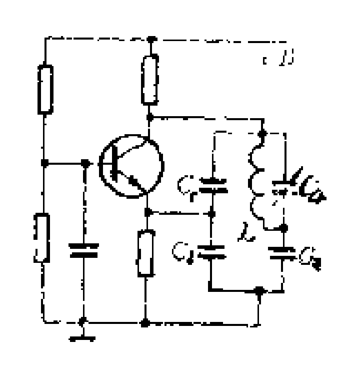


图 2-14　西勒振荡器

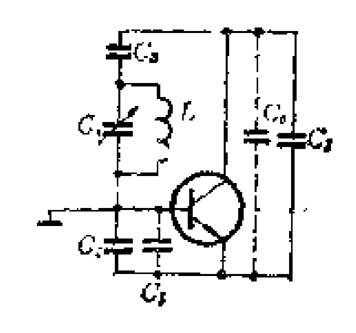


图 2-15　图2-14的交流等效回路

从图中可以看出，振荡器的振荡频率主要由C_3、C_4、L确定，与 C_1+C_i 和 C_2+C_i 基本无关。这点与克拉泼振荡器是相同的，因此振荡频率是稳定的。西勒振荡器的特点是要求晶体管的电流放大倍数与频率成反比，这正好符合晶体管的电流放大倍数与工作频率的关系，即随着振荡频率的增加，电流放大倍数下降。因此西勒振荡器的输出电压的振幅在相当宽的频率范围内都是平稳的。日本三洋 M1950 调频收音机的本机振荡器就是用的西勒振荡器，如图2-16所示，图2-17为其交流等效电路。

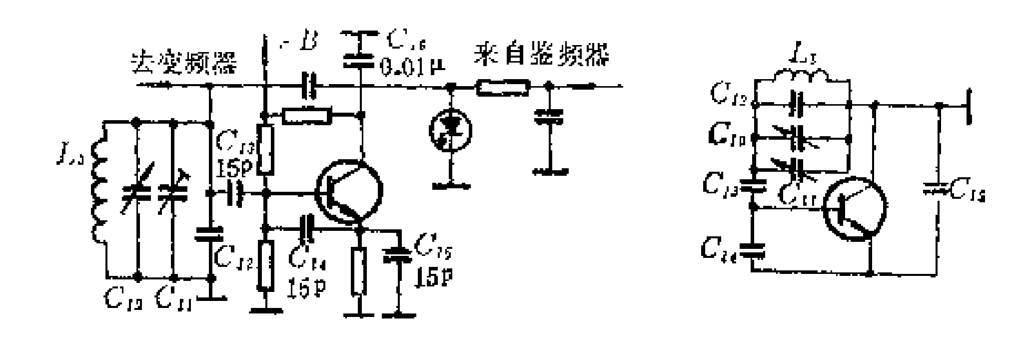


图 2-16 M1950型收音机振荡器 图 2-17 图2-16的交流等效电路

四、混频器

调频收音机的混频原理与调幅收音机相同，都是利用非线性元件完成的。为了说明调频波变频原理，我们以一个场效应管混频器为例，看看调频波的混频过程。图2-18是混频器的方框阻。

图中的本振电压为

$$u_l = U_{lm}\cos\omega_l t \tag{2-4}$$

高放输出的信号电压为

$$u_c = U_{cm}\cos(\omega_0 t - m_f\cos\Omega t) \tag{2-5}$$

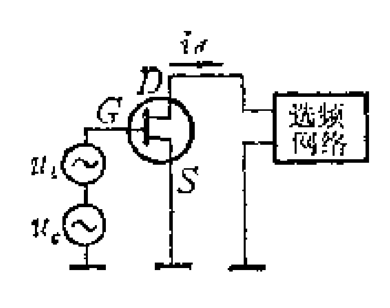


图 2-18 混频器方框图

这两个电压同时加到混频管的输入端，在这里是加到场效应管的栅极。现在求电流 i_d。因场效应管的转移特性具有平方律特性，所以输出电流与输入电流的关系如下式所示。

$$i_d = I_{DSS}[1-(u_l+u_c)/U_P]^2 \tag{2-6}$$

式中　I_{DSS}——场效应管的饱和电流；

U_P——场效应管的夹断电压。

将 u_i、u_o 代入上式，计算后取出差频分量——中频成分

$$\frac{I_{DSS}U_{1m}U_{cm}}{U_P}\cos[(\omega_i-\omega_0)+m_f\cos\Omega t] \qquad (2\text{-}7)$$

式中 $\omega_i-\omega_0=\omega_I$ 为中频频率。

从上式看出，混频后中心频率虽然变成10.7MHz的中频，但仍旧是调频波，其频率随时间的变化规律与射频调频信号的频率随时间的变化规律相同。

晶体管混频器的原理与场效应管混频器相同。图2-19是春雷3T2混频器电路。

图中晶体管 BG_2 为混频管，高放输出的射频信号经耦合电容 C 加到 BG_2 的基极，本振电压同时也加到该管的基极，这两个信号在 BG_2 内混频。BG_2 的基极并联一个由 L、C_1 组成的串联谐振回路，为中频陷波器，以提高中频抑制能力。混频管 BG_2 接成共发射极电路，它的负载是个选频网络，把混频后的中频调频信号选出来送给中频放大器放大。

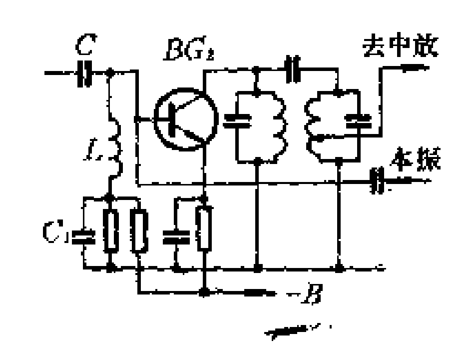


图 2-19 春雷3T2混频器

第二节 中频放大器

与调幅收音机一样，中频放大器在调频收音机中同样起着非常重要的作用，中频放大器的好坏直接影响整机的性能。对中放的要求如下：

（1）增益要高

中放的增益通常在70dB以上。因为整机的灵敏度和鉴频器所需的最低输入电平主要由中放的增益决定。

（2）选择性要好

中放的任务之一就是对邻近通道信号给以足够大的衰减。因此要求中放的谐振曲线在需要的带宽内，增益不随频率而变化。而在需要的带宽以外所有的频率成分都给以很大的衰减，即所谓矩形系数越小越好。有关矩形系数的问题很多书都有介绍，这里就不赘述了。如果中放的谐振曲线是个理想的矩形，如图2-20曲线(1)所示，那么通带外干扰成分的衰减量很大，抗邻近通道干扰的能力将是很强的。图2-20曲线(2)的矩形系数比理想的谐振曲线的矩形系数大，选择性就差，抗邻近通道干扰能力就差。

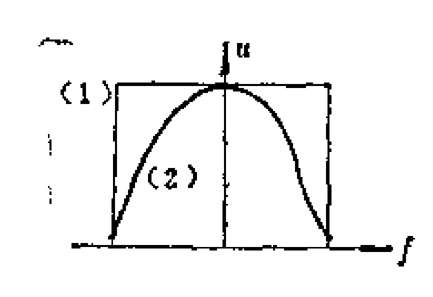


图2-20 中放的谐振曲线

（3）通带要足够宽

调频收音机的通带通常大约为200kHz。为保证鉴频器解调输出信号不失真，中放带宽不但不应比200kHz窄，而且要保证在此通带内，中放对带内所有的频率成分放大倍数要相同。

上述第2、第3两点要求有些相似，不同的是：第2点是要求中放的谐振曲线能保证对带外的频率成分给以足够的衰减；第3点是要求中放对带内的各个频率成分给以同样倍数的放大。

调频收音机的中放与调幅收音机的中放，其工作原理是相同的，只是中频频率和带宽不同。调频收音机的中频频率

为10.7MHz，远高于调幅收音机的465kHz。因此，调频收音机中放的主要问题是，在满足上述要求的前提下，性能要稳定。下面介绍一下调频收音机采用的由集中滤波器、宽频带放大器组合而成的中频放大器，它能较好地满足上述要求，且工作稳定。至于一般收音机采用的中放这里就不介绍了。

图2-21是集中滤波器、宽频带放大器组合中放方框图。

图中的集中滤波器是由若干个电感、电容谐振回路或几个电感、电容谐振回路与陶瓷滤波器组成的。这种由多个电感、电容谐振回路组成的集中滤波器，它的谐振曲线接近矩形，即矩形系数比较小，既满足了选择性的要求，又满足了通频带的要求。

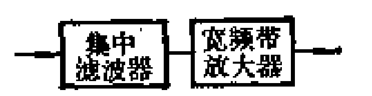


图 2-21 组合中放方框图

图2-21中，集中滤波器的后面是提供稳定增益的宽频带放大器。由于集中滤波器满足了选择性和通频带的要求，它的输出只包含调频波的各个边频，而通带外面各种干扰信号都被抑制掉了。进入宽频带放大器的就只有这些有用的边频，那么放大器只要提供足够高的稳定增益就够了，所以集中滤波器后面接的是宽频带 RC 放大器。由于放大器工作在宽频带状态，不存在自激问题，因此放大器的增益不但可以做得比较高，而且工作稳定。综上所述，集中滤波器、宽频带组合中频放大器能够满足上述对中放提出的几点要求。

集中滤波器、宽频带放大器组合中放，调整方便、工作稳定，便于集成化。下面结合图2-22看看这种中放的实际应用。这是一个同频转播机的中频放大器。为简单起见图中仅画出了三个电感、电容谐振回路。

图中虚线左边的部分是集中滤波器，用来保证整机的选

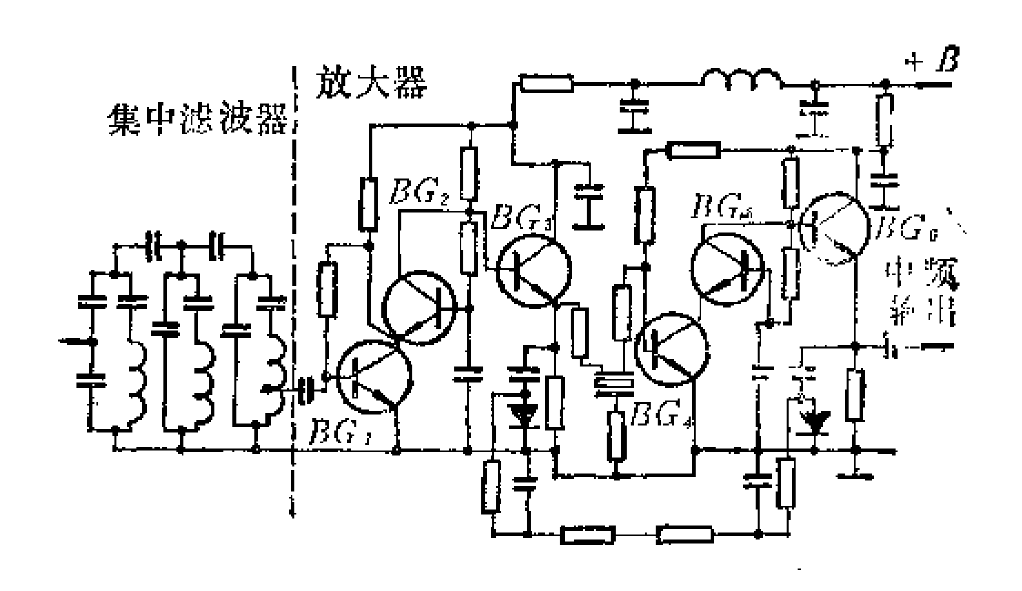


图 2-22 同频转播机中频放大器

择性和通频带。虚线右面的部分是宽频带放大器。为了使选择性更高，该中放使用了陶瓷滤波器 集中滤波器的输出电压给宽频带放大器放大，放大器的第一级是由 BG_1和BG_2直接耦合的共发-共基电路。这种电路发挥了共发电路和共基电路的优点。共发射极电路的输入阻抗比较高，对前级的影响不大，前级的选择性变化不大。同时这种电路的功率增益比较大。增益虽然很高，但不够稳定，若将共发电路与共基电路级联，则由于共基极电路的输入阻抗低，加重了共发射极电路的负载，结果就会使共发射极接法的电路工作稳定。在 BG_2 的输出端与陶瓷滤波器的输入端之间接了一个射极跟随器。用以使 BG_2 与陶瓷滤波器之间匹配。陶瓷滤波器的输出端与 BG_4 相连接，BG_4、BG_5 又是级联，组成共发-共基电路，最后中放输出由射极跟随器 BG_6 的发射极引出，然后进入鉴频器解调。

第三节 鉴 频 器

变频器输出的中频信号经中频放大器放大后，中频放大器输出的信号还是以10.7MHz为中心频率的调频信号。这个信号还不是我们需要的音频信号。为此还必须对此调频信号进行解调。调频信号的解调是通过鉴频器来完成的。鉴频器有下列几种：斜率鉴频器、相位鉴频器、比例鉴频器和抗干扰能力强的第四种鉴频器，即锁相环鉴频器。

一、斜率鉴频器

这种鉴频器比较简单，图2-23为其电原理图。

这个鉴频器的解调过程分为两步：

(1) 将输入的中频等幅调频信号变成一个振幅、频率都按调制信号的瞬时值变化的调频、调幅波。

(2) 将此调频、调幅波经二极管检波，得到所需要的音频信号。

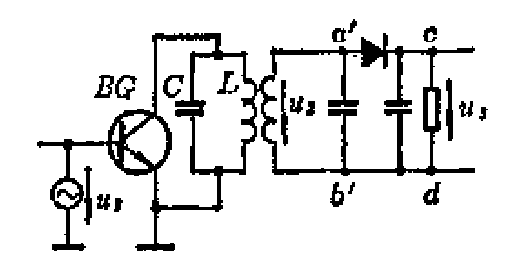


图 2-23 斜率鉴频器原理图

如图2-23所示，来自中放的调频信号 u_1 加到图2-23中的斜率鉴频器晶体管 BG 的基极，集电极的负载是 L、C 构成的并联谐振回路，该谐振回路的谐振曲线如图2-24所示。选择 L、C 的值，使它们构成的谐振回路的谐振频率高于(或低于)10.7MHz，使10.7MHz点处在谐振曲线线性段的中点上。这时，谐振回路两端电压与频率成正比，虽然 BG 的输

入信号 u_1 是等幅调频信号，BG 的集电极谐振回路两端电压却是个调频调幅信号了。经变压器耦合到次级，再经二极管检波及电容滤波，滤去高频成分，就可得到原来的音频信号。

以上结合图2-24对斜率鉴频器的原理作了简单的介绍。下面结合图2-24波形和曲线进一步介绍解调的物理过程。

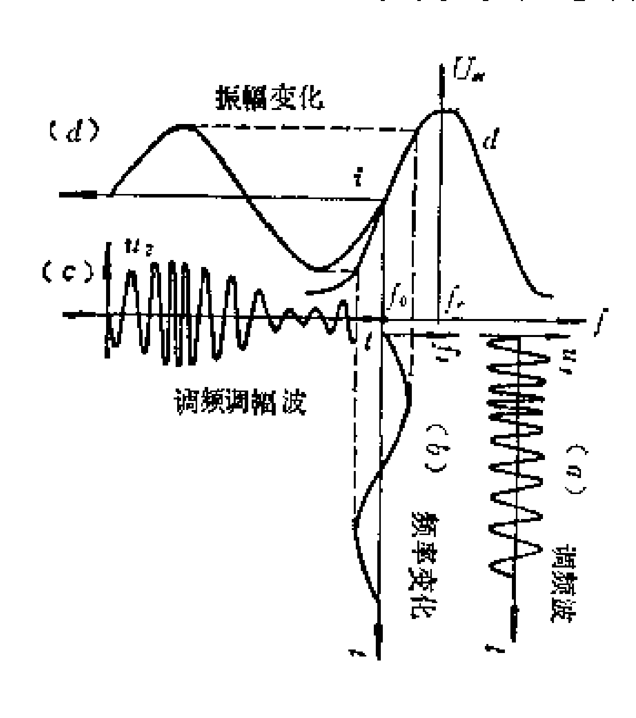


图 2-24 调频波解调的物理过程

在图 2-24(a) 中画出了调频信号的波形，(b)画出了频率随时间变化的波形。设中频调频信号的瞬时频率为 f_i，中心频率为 f_0，当 f_i 高于 f_0 时，由谐振曲线看出，谐振回路两端的电压将升高，相应的图2-24(c)u_2 的振幅变大。当 f_i 低于 f_0时，u_2 的振幅变小。在这过程中，u_2的振幅、虽然变化了，但其频率仍保持输入信号 u_1 的频率，u_2 瞬时值随时间 t 变化的情况示于图2-24(c)中。由此可见，由于谐振曲线的频率响应特性与信号的频率有密切关系，结果把一个等幅调频波变成了调频、调幅波。由于10.7MHz 选在 L、C 并联谐振回路谐振曲线线性段的中点，L、C 并联谐振回路两端电压与频率成正比，所以图2-24(c) 调频、调幅波的振幅变化正比于调频信号的频率变化量，也就是正比于调制信号的瞬时值。因此这个调频、

调幅波经二极管检波后所得到的包络线就正比于调制信号，这个包络信号经电容滤波后就成为我们需要的音频信号了。

但是斜率鉴频器，由于其谐振回路之谐振曲线在所使用的那段频率范围内，谐振回路两端的电压与频率之间不能保持严格的正比关系，所以解调出来的音频信号失真是比较大的。

二、相位鉴频器

图2-25为相位鉴频器原理图。它也是把中频放大器输出的中频调频信号变成调频调幅波，然后经包络检波得到音频信号。下面介绍相位鉴频器把等幅调频波变成调频、调幅波的物理过程。

1. 电路

在图2-25中，B 为变压器，初、次级电感为 L_1、L_2。谐振回路 L_1、C_1；L_2、C_2 的谐振频率都是中频10.7MHz。初级电压 u_1 除了通过互感耦合到次级以外，还通过电容 C_e 直接耦合到变压器次级中点。

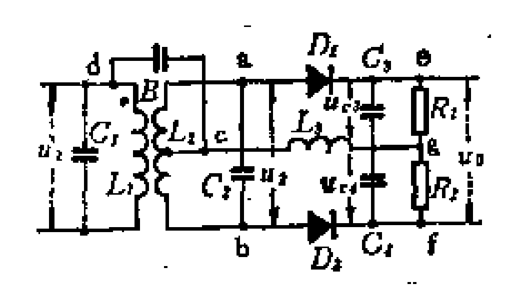


图2-25　相位鉴频器

图中的 L_3 是个高频扼流圈，对高频电流呈现很高的阻抗，防止从 C_e 耦合过来的电压 u_1 对地短路，并且为图中的二极管 D_1、D_2 提供直流通路。二极管 D_1、D_2 两端电压由电压 u_1 和 u_2 决定，并且是 u_1(或 u_2))频率的函数。下面分三种情况讨论 D_1、D_2 两端的电压。

2. D_1、D_2 两端的电压

1) $f_i = f_0$ 即调频波的瞬时频率等于中频频率10.7MHz

的情况

变压器B的初级电压为u_1，初级线圈中的电流为i_1。i_1通过互感在L_2上感应的电动势为e，e在C_2中产生的电流为i_2。我们可以采用向量的方法求二极管D_1、D_2两端的电压。u_1、i_1、e、i_2相应的向量表示为$\vec{U}_1$、$\vec{I}_1$、$\vec{E}$和$\vec{I}_2$。这几个向量在相位上的相互关系为：$\vec{I}_1$滞后于$\vec{U}_1$ 90°。$\vec{E}$超前$\vec{I}_1$ 90°。因为$f_i=f_0$，初、次级回路都处于谐振状态，所以$\vec{I}_2$与$\vec{E}$同相。电流i_2在电容C_2两端产生的电压为u_2，其向量为$\vec{U}_2$，$\vec{U}_2$滞后$\vec{I}_2$ 90°。根据上述各向量之间的关系可以画出如图2-26的向量图。

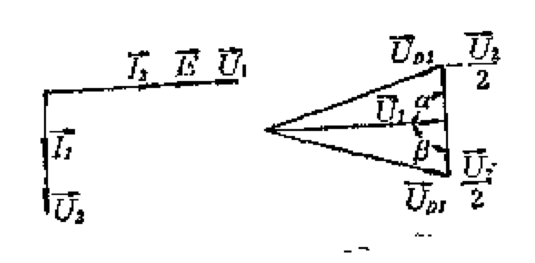


图 2-26　$f_i=f_0$时的向量图

在图2-25中，电容C_c的值比较大，对于10.7MHz这样高的频率来讲，C_c相当于短路。因此可认为c、d两点是等电位点，高频扼流圈L_3两端电压等于u_1，二极管D_1两端的电压$\vec{U}_{D1}$等于$\vec{U}_1$与$\vec{U}_2/2$的向量和，即

$$\vec{U}_{D1}=\vec{U}_1+\vec{U}_2/2 \tag{2-8}$$

二极管D_2两端的电压等于$\vec{U}_1$与$-\vec{U}_2/2$的向量和，即

$$\vec{U}_{D2}=\vec{U}_1-\vec{U}_2/2 \tag{2-9}$$

从图2-26可以看出，向量$\vec{U}_{D1}$与向量$\vec{U}_{D2}$的长度相等，即二向量的绝对值相等：

$$|\vec{U}_{D1}|=|\vec{U}_{D2}| \tag{2-10}$$

2）$f_i>f_0$，即调频信号的瞬时频率高于中频频率10.7 MHz的情况

这时向量$\vec{U}_1$、$\vec{I}_1$之间的相位关系没有改变，由于电动

势 e 还是电流 i_1 通过互感感应的电动势，所以向量 $\vec{E}$ 还是超前向量$\vec{I}_1$90°。但此时 $f_i>f_0$，所以 $\omega L_2>1/\omega C_2$，电流 $\vec{I}_2$不再与$\vec{E}$同相，而是滞后 $\vec{E}$一个角度，向量$\vec{U}_2$与$\vec{I}_2$之间仍保持90°相位差，此时向量$\vec{U}_1$、$\vec{I}_1$、$\vec{U}_2$、$\vec{I}_2$与$\vec{E}$之间的相位关系如图2-27所示。

从图2-27看出，此时二极管 D_1、D_2 两端电向量$\vec{U}_{D1}$、$\vec{U}_{D2}$的长度不再相等。就是说二向量的绝对值不相等，而是

$$|\vec{U}_{D2}|>|\vec{U}_{D1}| \qquad (2\text{-}11)$$

图 2-27 $f_i>f_0$时向量图

由于调频信号瞬时频率是变化的，其结果使得二极管 D_1、D_2 两端电压的振幅不再保持恒定。比较图2-26、图2-27可知，随着调频信号瞬时频率的增加，$\angle\alpha$ 之值也不断增加，同时 $\angle\beta$ 之值不断减小，$|\vec{U}_{D1}|$与$|\vec{U}_{D2}|$的差值就越来越大，这种情况一直延续到 f_i 达到最大值。以后，调频信号的瞬时频率开始下降，$|\vec{U}_{D1}|$与$|\vec{U}_{D2}|$的差值逐渐减少，直到瞬时频率 f_i 重新又等于中心频率 f_0，电压、电流之间的相位关系又回到图2-26情况。

3）$f_i<f_0$ 调频信号的瞬时频率低于中频频率 10.7MHz 的情况

当调频信号的瞬时频率继续下降直到低于中频频率，即 $f_i<f_0$ 时。根据上述分析的方法，对电压、电流、电动势分析的结果可知，$\vec{U}_1$、$\vec{I}_1$、$\vec{U}_2$、$\vec{I}_2$、$\vec{E}$ 的向量关系如图2-28所示。此时向量$\vec{U}_{D2}$ 的长度小于向量$\vec{U}_{D1}$ 的长度，即$\vec{U}_{D2}$ 的绝对值小于$\vec{U}_{D1}$ 的绝对值。

$$|\vec{U}_{D2}|<|\vec{U}_{D1}| \qquad (2\text{-}12)$$

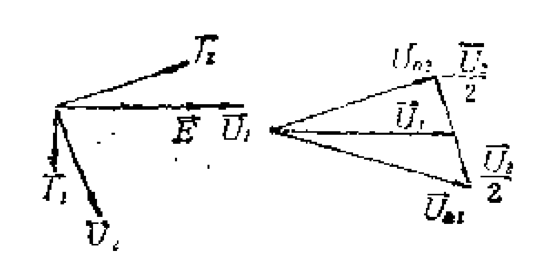


图 2-28　$f_i<f_0$时的向量图

以上分析了调频信号的瞬时频率变化时，二极管D_1、D_2两端电压变化的情况。当调频信号瞬时频率$f_i=f_0$时，二极管D_1、D_2两端电压的绝对值相等。当调频信号的瞬时频率增加，二极管D_2两端电压的绝对值大于二极管D_1两端电压的绝对值。f_i比f_0高的越多，二个电压的绝对值相差的值就越多。当调频信号的瞬时频率低于中频频率时，二极管D_1两端电压的绝对值就大于二极管D_2两端电压的绝对值，并且调频信号瞬时频率低于中频频率的值越多，D_1两端电压的绝对值比D_2两端电压的绝对值高得越多。因此可得出结论：由于调频信号瞬时频率的变化，二极管D_1、D_2两端电压的振幅随调频信号瞬时频率而变化，变成了振幅和频率都变化的调频、调幅波。如图2-29所示。

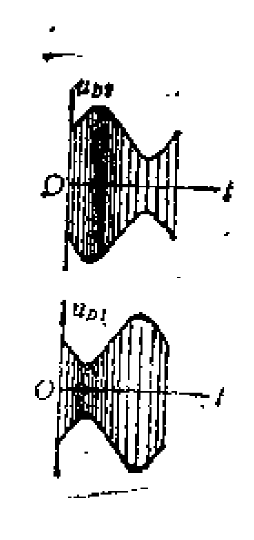


图 2-29　二极管D_1、D_2两端电压的波形

图 2-30　音频输出电压波形

3. 音频输出电压

图2-29分别画出了二极管 D_1、D_2 两端电压的波形。这个调频、调幅波经二极管 D_1、D_2检波并且经电容滤波后，分别得到了 u_{c3} 和 u_{c4}，它们是直流分量与正弦电压之和。因为鉴频器输出的电压是 u_0，$u_0 = u_{c3} - u_{c4}$，而 u_{c3}与 u_{c4}中的直流成分是相等的。所以输出电压 u_0 中消除了直流成分，只留下了 u_{c3} 与 u_{c4} 中的交流成分，如图 2-30 的u_0所示。

从图2-29到图2-30可知，当输入的调频信号瞬时频率高于中频频率时，输出电压 u_0 的绝对值大于零，这两个频率的差值越大，u_0 的绝对值越大，但从极性来讲，u_0 是负的。当输入的调频信号的瞬时频率低于中频频率时，输出电压 u_0 是正值，这两个频率的差值越大，u_0 的值越大。由于调频信号瞬时频率与中频频率的差就等于频偏，因此输出电压 u_0与频偏有直接关系。从上述分析可知，二者是正比关系，因此相位鉴频器解调出的信号 u_0正是所需要的音频信号。

以上介绍的两种鉴频器虽然能完成解调调频信号的任务，但鉴频器本身无限幅作用，为此在其前面必须加个限幅器。而限幅器只有在输入信号电平较高时才能起到限幅作用，因此在限幅前的各级放大器必须有较大的放大作用。如果使用比例鉴频器则可不必加限幅器。

三、比例鉴频器

比例鉴频器的原理图如图2-31所示。比较图2-25与图2-31可以看出，比例鉴频器与相位鉴频器非常相似。但是有以下几点不同。

（1）二极管 D_2的极性改变了。

（2）e、f 两端增加了一个大电容，它的电容量很大，这

样，在检波的过程中，e、f 两端的电压才能保持不变。

（3）输出电压不是取自 e、f 两端，而是取自 C_3、C_4的中点 g 对地（R_3、R_4 的中点是接地的）。

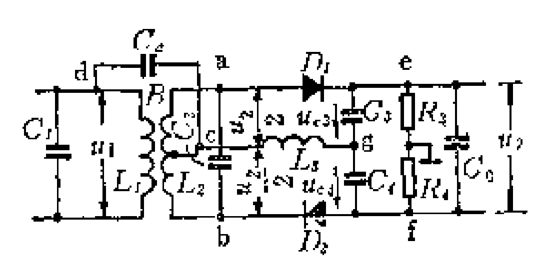


图 2-31　比例鉴频器原理图

现在求 e、f 两端电压 u_0。

图2-31中，加在二极管两端的电压与相位鉴频器的相同，所以比例鉴频器里的二极管 D_2 两端电压仍旧是个调频、调幅波，如图2-32(a)所示。但由于 D_2反个极性，所以 D_2检波输出的是图2-32(a)中横坐标以下的调频、调幅波，因而 D_2两端的电压是上正下负，如图2-32(b)所示。对于比例鉴频器的二极管 D_1来说，情况与相位鉴频器的 D_1相同，C_3 两端电压 u_{c3} 如图2-33(b)所示，与图2-30的 u_{c3}相等。因为比例鉴频器中 C_3、C_4 上的电压极性相同，所以 e、f 两端的电压 u_0 等于 u_{c3} 与 u_{c4} 之和，图2-33(c)中画出了 u_0 的波形。从图中看出 u_0 是不随时间变化的直流电压，它等于 u_{c3}，u_{c4}中直流成分之和。如果电路中的两个二极管的特性是一致的，并且 $R_1=R_2$，$C_3=C_4$，那么 u_0 就等于 u_{c3}（或 u_{c4}）中直流分量的两倍。

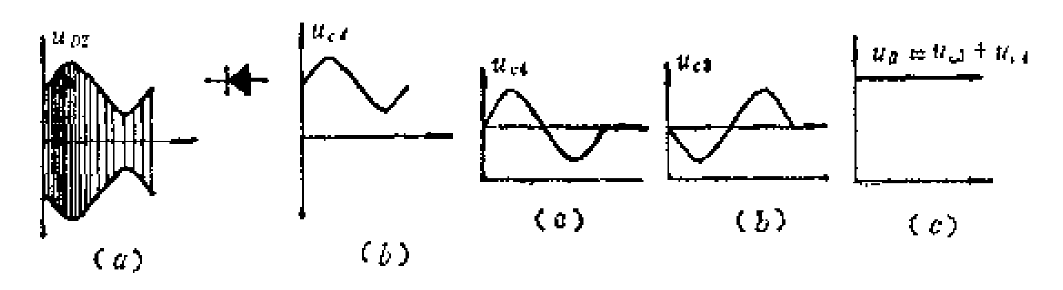


图 2-32　u_{D2}和u_{c4}的波形　图 2-33　u_{c4}、u_{c3}、u_0的波形

比例鉴频器的输出电压取自 g 点对地，这个电压用 u_g 表示，

$$u_g = u_{c4} - u_0/2 \tag{2-13}$$

因为 u_{c4} 的直流分量等于 $u_0/2$，所以电压 u_g 是个不含直流成分的正弦音频电压。

上面介绍了比例鉴频器的解调原理。比例鉴频器所以被广泛的采用，是由于它本身具有良好的限幅作用。下面就来分析比例鉴频器的限幅作用。

比例鉴频器输出的音频电压 $u_g = u_{c4} - u_0/2$，其振幅 U_g 可写成如下的形式

$$U_g = \frac{1}{2} U_0 \left(1 - \frac{2}{1 + \frac{U_{D2}}{U_{D1}}} \right) \tag{2-14}$$

式中 U_{D2}、U_{D1} 为比例鉴频器中二极管 D_1、D_2 两端电压的振幅值，U_{D1}、U_{D2} 之值可以从图2-34和下面的公式求出。

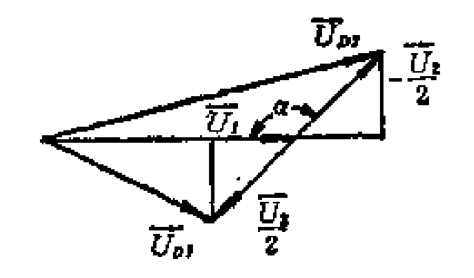


图 2-34 二极管两端电压的向量图

$$U_{D2} = \sqrt{\left[U_1 - \frac{1}{2} U_2 \cos(180° - \alpha)\right]^2 + \left(\frac{1}{2} U_2 \sin\alpha\right)^2} \tag{2-15}$$

$$U_{D1} = \sqrt{\left[U_1 + \frac{1}{2} U_2 \cos(180° - \alpha)\right]^2 + \left(\frac{1}{2} U_2 \sin\alpha\right)^2} \tag{2-16}$$

$$\frac{U_{D2}}{U_{D1}} = \sqrt{\frac{\left[U_1 - \frac{1}{2} U_2 \cos(180° - \alpha)\right]^2 + \left(\frac{1}{2} U_2 \sin\alpha\right)^2}{\left[U_1 + \frac{1}{2} U_2 \cos(180° - \alpha)\right]^2 + \left(\frac{1}{2} U_2 \sin\alpha\right)^2}} \tag{2-17}$$

式中U_1、U_2分别为变压器B初级、次级电压的振幅值。如果变压器的变比为k，则有

$$U_2 = kU_1 \qquad (2\text{-}18)$$

将式(2-18)代入式(2-17)可得：

$$\frac{U_{D2}}{U_{D1}} = \sqrt{\frac{U_1^2 + \left(\frac{1}{2}kU_1\right)^2 + kU_1^2\cos\alpha}{U_1^2 + \left(\frac{1}{2}kU_1\right)^2 - kU_1^2\cos\alpha}}$$

$$= \sqrt{\frac{U_1^2\left(1 + \frac{1}{4}k^2 + k\cos\alpha\right)}{U_1^2\left(1 + \frac{1}{4}k^2 - k\cos\alpha\right)}}$$

$$= \sqrt{\frac{1 + \frac{1}{4}k^2 + k\cos\alpha}{1 + \frac{1}{4}k^2 - k\cos\alpha}} \qquad (2\text{-}19)$$

当调频信号的瞬时频率等于中频频率时，向量$\vec{U}_1$与$\vec{U}_2$垂直，$\alpha = 90°$，将此值代入式(2-19)中求出$U_{D2}/U_{D1} = 1$。从式(2-14)可求出鉴频器的输出电压u_g等于零。当瞬时频率为其它值时，$\alpha \neq 90°$，U_{D2}/U_{D1}不再等于1，并且该比值随着调频信号的瞬时频率变化而化，从而影响比例鉴频器的输出电压U_g。

从式(2-14)看出，比例鉴频器的输出电压U_g仅仅与U_{D2}/U_{D1}的比值有关，而这个比值又只与α有关，α角又由调频信号的瞬时频率决定。因此，比例鉴频器的输出电压u_g仅仅与调频信号的瞬时频率有关，与输入调频信号的振幅U_1、U_2无关。当干扰使等幅调频信号的振幅发生变化时，必然引起U_1、U_2的变化，而鉴频器输出电压与U_1、U_2无关。

因此比例鉴频器的输出保持不变，这就是比例鉴频器有较好的限幅作用的原理。

四、锁相鉴频器

调频收音机的输出信噪比高于调幅收音机的输出信噪比。调频指数 m_f 越大，调频收音机的输出信噪比改善得就越多，这是调频收音机的优点。上述优点只有当收音机的输入信噪比的值比较高的时候才能显示出来。当输入信噪比低于某一数值时，调频收音机的输出信噪比急剧下降，这就是门限效应。调频收音机输出信噪比急剧下降时对应的输入信噪比叫做门限点。门限点对应的输入信噪比越高，调频收音机抗干扰和抗噪声的能力就越差。上述的鉴频器的门限点对应的输入信噪比是比较高的，就是说它们的门限值较高。为了使调频收音机在较低的输入信噪比下也能正常工作，使调频收音机有较高的输出信噪比，就要使用锁相鉴频，这种解调方式又称为门限扩展解调。

锁相鉴频器的方框图示于图2-35。

锁相鉴频器主要由鉴相器、低通滤波器和压控振荡器三个部分组成。先调整压控振荡器的频率 f_v，使 $f_v=10.7\text{MHz}$，这是中频放大器输出调频信号的中心频率值。中放输出的信号与压控振荡器的输出信号同时加到鉴相器进行比较。当中放输出的调频信号的瞬时频率 $f_i=10.7\text{MHz}$时，由于 $f_i=f_v$，所以鉴相器的输出电压等于零。当 f_i 增高时，由于 f_v仍是10.7MHz，

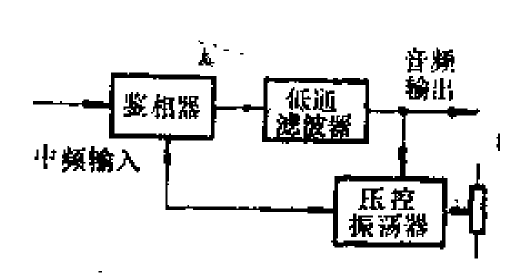


图 2-35 锁相鉴频器方框图

所以使得 $f_i > f_o$，这时这两个信号在鉴相器里进行比较，结果使鉴相器产生一个极性为正的校正电压，这个电压追使 f_o 升高，直到 f_o 的值等于 f_i。如果 f_i 下降，低于 10.7MHz 时，则 $f_i < f_o$，鉴相器又产生一个负极性的校正电压，追使 f_o 下降，直到 $f_o = f_i$。鉴相器输出的正、负极性校正电压就是我们所需要的音频信号。下面结合波形图详述这个过程。

图2-36画出了 f_i、f_o 随时间变化的波形。

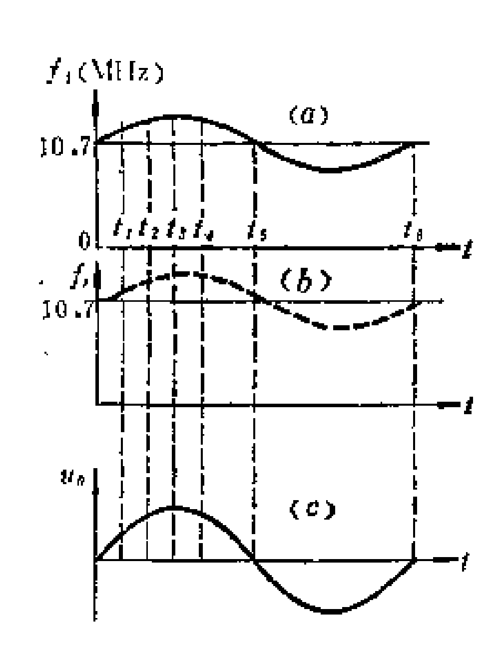


图 2-36 锁相鉴频器解调过程

图中的 (a)、(b) 两图分别是 f_i 和 f_o 随时间变化的波形。$f_i = 10.7\text{MHz} + \Delta f(t)$，$\Delta f(t)$ 是时间的正弦函数。将 f_o 调整在 10.7MHz。当 $t = 0$ 时，$f_i = 10.7\text{MHz}$，$f_o = 10.7\text{MHz}$，鉴相器的输出电压为零，相应的音频信号 $u_g = 0$。当 $t = t_1$ 时，$f_i = f_{i1}$，大于10.7MHz，而 $f_o = 10.7$ MHz，鉴相器输出一个极性为正的电压，这个电压经低通滤波器后就变成了我们所需要的音频信号。这个信号一路送到低放作音频信号输出，一路加到压控振荡器的控制端上，追使 f_o 升高，直到 $f_o = f_{i1}$。如果在 $t > t_1$ 以后的时间里，f_{i1} 不再变化，由于 $f_o = f_{i1}$，鉴相器的输出为“0”，f_o 就要恢复到 10.7MHz，但由于 $f_{i1} > 10.7\text{MHz}$，所以只要 f_o 一下降，鉴相器就立刻输出一个正极性电压，追使 f_o 又升高到 f_{i1} 的数值。如果此时的 f_o 用 f_{o1} 表示，将保持 $f_{o1} = f_{i1}$。

当 $t=t_2$ 时，$f_i=f_{i2}$ $f_{i2}>f_{i1}$，即 $f_{i2}>f_{v1}$，结果鉴相器又输出一个正极性电压。此电压通过滤波器，输出又分两路，一路音频经低放输出，另一路加到压控振荡器的控制端，迫使 f_{v1} 升高到 f_{i2}。当 $t=t_3$ 时，$f_i=f_{i3}$，此时，调频信号的频率最高，音频输出电压达到最大值。当 $t=t_4$ 时，调频波的频率开始下降，使得 $f_{i4}<f_{i3}$，所以 $f_{i4}<f_{v3}$，鉴相器就输出一个极性为负的电压加到低通滤波器上，低通滤波器相应输出负极性缓慢变化的音频电压。然后此电压又分两路，分析方法和上面的分析方法一样。如此，调频信号的频率变化一个周期，相应的就有一个周期的音频电压 u_g 输出，如图2-36(c)所示。在忽略调制及解调失真的情况下，音频输出信号 u_g 将与调制信号的波形完全相同，所以 u_g 就是我们需要的音频输出信号。所以，锁相鉴频器同样能把调频信号中的信息解调出来。

第四节　调频收音机的抗干扰能力

上面介绍了调频收音机的基本工作原理，下面根据这个基本原理分析调频收音机的抗干扰能力。因为调频收音机接收的是调频波，解调用的是鉴频器，因此抗干扰能力大大超过调幅收音机。

一、限幅器的作用

干扰在一般的情况下表现为对收音机所接收的已调波振幅的影响。对于调幅收音机来说，它的天线接收的是调幅波，就是已调波的振幅随调制信号变化。当调幅波受到干扰时，则调幅波的振幅除按调制信号变化外，还需叠加上干扰的影

响。因此调幅收音机在解调时除了检波出所需要的信号外，同时也把干扰信号解调出来了。对于调频收音机来说，情况就完全不同了，由于调频收音机在解调级的前面有限幅器，振幅受到干扰的调频波在通过限幅器后，仍能成为一个等幅调频波，基本上消除了干扰对调频波的影响。当然鉴频器只对其输入信号的频率变化作出反应，对其振幅变化没有反应。这也是提高抗干扰的一个方面。

总之，由于调频收音机接收的是等幅调频波，使用限幅器后可大大提高抗干扰能力。

二、调频收音机的交叉调制干扰

对于调幅收音机来说，由于输入回路及变频器前各级的选择性不够好，当所接收的有用信号和不需要的信号（这里将此信号称为干扰信号）一起进入到变频管时，从变频的原理可知，由于变频管的转移特性是非线性的，因此变频时就会产生三次谐波及高次谐波成分。结果使变频器输出的中频调幅信号不仅包含有用信号中的调制信号，还包含有干扰信号中的调制信号。因此检波输出既包含有信号的调制信号，又包含干扰信号的调制信号。这就是调幅收音机的交叉调制干扰。严重时将影响正常收听。

对于调频收音机来说，如若输入回路及变频级前的选择性不太好，同样还会有两个频率较近的调频信号进入变频器，其中之一是我们需要的调频信号，另一个则是干扰信号。此时变频器输出的中频信号，一方面保持有用调频信号的频率调制关系，另一方面这个中频调频信号的振幅受到干扰信号的影响。但是，由于鉴频器只能从调频信号的频率变化中把音频信号解调出来，对调频波振幅的变化并不敏感，何况鉴

频器前还有限幅器。因此变频器输出的中频调频信号，尽管其振幅受到干扰信号的影响，对鉴频器输出的音频信号的影响是不大的。结果鉴频器输出的信号仍旧是我们需要的有用调频信号中的调制信号，而干扰信号的影响却被抑制掉了。因此类似调幅收音机中的交叉调制在调频收音机中是不存在的。有关这部分的详细论述请看附录五。

三、抗同频干扰——俘获效应

当两个频率相近的调频信号一起进到调频收音机的输入端时，收音机输出的信号将是场强较强的调频波的音频调制信号，而场强较弱的调频波被抑制掉了。这时强信号俘获了弱信号。这是调频收音机的一个突出的优点。俘获现象在大城市里收听调频电台时表现突出。

在城市里，高大的建筑物很多，来自电台的已调波遇到这些建筑物将要发生反射。因此在城市里收听调频广播时，收音机的天线除了接收到直接来自电台的直射波以外，还接收到来自建筑物反射过来的反射波。因为反射波的路径比直射波的路径长一些，所以反射波达到收音机天线的时刻要比直射波到达收音机天线的时刻迟一个 Δt，设 $\Delta t=\tau$。因为直射波与反射波是同一个电台发射的调频波，这两个调频波的数学表达式表面看起来应当相同。然而，由于二调频波存在 $\Delta t=\tau$ 的时间差，结果二调频波的表达式不同。并且它们的频率也不相同。假设直射波信号为 u_c

$$u_c=U_{cm}[\omega_0 t-(\Delta\omega_m/\Omega)\cos\Omega t] \tag{2-20}$$

其频率

$$\begin{aligned}f_c&=(1/2\pi)[\omega_0+\Delta\omega_m\sin\Omega t]\\&=f_0+\Delta f_m\sin\Omega t\end{aligned} \tag{2-21}$$

其中 f_0 为载波频率，Δf 为最大频偏，Ω 为调制信号的角频率。

反射波的频率变化规律与直射波是相同的，由于晚了一个 $\Delta t=\tau$ 的时间，它的表达式与直射波不同，设反射波为 u_N，则 u_N 可写成：

$$u_N=U_{Nm}\cos[\omega_0(t-\tau)-(\Delta\omega_m/\Omega)\cos(t-\tau)] \quad (2\text{-}22)$$

其频率为

$$f_N=f_0+\Delta f_m\sin\Omega(t-\tau) \quad (2\text{-}23)$$

显然频率 f_c 和 f_N 是不相等的。于是这两个调频波就有差异，下面用向量图来说明这个问题。

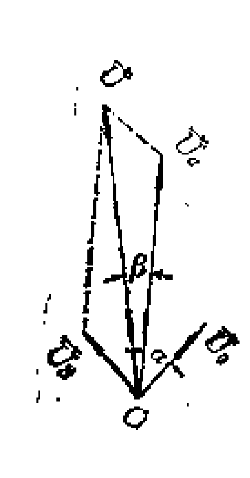


图 2-37 有用信号俘获干扰信号

设$\vec{U}_c$代表直射波信号，$\vec{U}_N$代表反射信号，$\vec{U}_0$代表中心频率信号，$\vec{U}$代表$\vec{U}_c$与$\vec{U}_N$的合成信号。注意，中心频率波$\vec{U}_0$是调频波$\vec{U}_c$的一个组成部分，这里只是为了定位才将$\vec{U}_0$画出，因此在求和向量$\vec{U}$的时候不应当把$\vec{U}_0$计算在内。由于向量$\vec{U}_c$与$\vec{U}_N$的角频率不等，二者之间必有相对运动。设中心频率波$\vec{U}_0$不动，向量$\vec{U}_c$与$\vec{U}_N$都绕O点逆时针转动，$\vec{U}_N$相对于$\vec{U}_c$还有个转动，当然也是绕O点。此时，合成向量$\vec{U}$的长度将忽长、忽短地变化，即 $u=u_c+u_N$ 的振幅将发生变化。由于调频收音机里有限幅器，所以合成信号振幅的变化就不再考虑了。现在只讨论 β 的变化对鉴频器输出的影响。由于 u_c 是直射波，u_N 是反射波，通常 $U_{cm}>U_{Nm}$。二者的向量图如图2-37所示。如果只有直射波，而没有反射波，向量$\vec{U}$的角频率就等于向量$\vec{U}_c$的角频率。当$\vec{U}_N$存在时，向量$\vec{U}$的角频率将等于$\vec{U}_c$与$\vec{U}_N$的角频率共同作用的结果。由于

$U_{Nm}<U_{cm}$，向量$\vec{U}$的角频率中的主要分量是向量$\vec{U_c}$的角频率。因此鉴频器输出的音频信号中将主要是直射波信号中的调制信号。从调制指数来讲，有用信号所受的音频调制，调制指数$m_f \gg 1$，例如最大频偏$\Delta f_m = 22.5\text{kHz}$，调制信号的频率$F = 1\text{kHz}$，调制指数$m_f = 22.5$。就是说，向量$\vec{U_c}$偏离中心频率波向量$\vec{U_0}$的最大角度为1290°。而反射波$\vec{U_N}$使向量$\vec{U}$偏离$\vec{U_c}$的角度为$\beta$，$\beta$的最大值为：$\beta_m = \sin^{-1}(U_N/U_c)$，向量$\vec{U_c}$与$\vec{U_N}$的合成向量$\vec{U}$偏离$\vec{U_0}$的角度将为$1290° - \sin^{-1}(U_N/U_c)$；当$U_{cm} = U_{Nm}$时，$\beta_m = 90°$；因此$\vec{U}$偏离$\vec{U_0}$的最大角度为1200°。此时，反射波的作用将是很小的，因此鉴频器的输出主要是有用信号的调制信号。强信号抑制了弱信号，也称为强信号俘获了弱信号。

以上谈的是反射波对直射波的影响，表面看来都是同一个调频波，鉴频器解调出来的都是所需要的调制信号，实际上则不然。如果调频收音机没有俘获现象，当反射波的强度与直射波的强度近似相等时，将对鉴频器输出有极大的影响。因为这个问题比较复杂，鉴频器的输出波形也很复杂，这里就不叙述了。有关合成信号u的角频率的推导过程可参考后面的附录。

四、信噪比

调频收音机的信噪比远高于调幅收音机的信噪比。这又是调频收音机的一大特点。它也是由调频收音机的工作原理及它接收的等幅调频波决定的。

1．信噪比与调频指数的关系

计算表明，在调频收音机与调幅收音机输入信噪比相同的情况下，调频收音机的输出信噪比高于调幅收音机的输出

信噪比，高出的数值与调制指数m_f有关，如下式所示：

$$20\lg\sqrt{3}\,m_f \tag{2-24}$$

例如：当最大允许频偏为75kHz，调制信号的频率为15kHz时，$m_f=75kHz/15kHz$。那么，调频收音机输出信噪比，较调幅收音机输出信噪比提高的值为：

$$20\lg(\sqrt{3}\times5)=18.75dB$$

调频指数m_f值越大，调频收音机信噪比改善的值越多。

2．提高信噪比的措施——预加重和去加重

如图2-38，图中$\vec{U}_c$代表有用信号，$\vec{U}_N$代表干扰信号，合成信号$\vec{U}$等于向量$\vec{U}_c$与$\vec{U}_N$的向量和。$\vec{U}$与$\vec{U}_c$的夹角通过计算，其值为：

$$\varphi=\mathrm{tg}^{-1}[a\sin\Omega_n t/(1+a\cos\Omega_n t)] \tag{2-25}$$

式中$a=|\vec{U}_N|/|\vec{U}_c|$ (2-26)

Ω_n是向量$\vec{U}_c$与$\vec{U}_N$的差频。

当$|\vec{U}_c|\gg|\vec{U}_N|$时，$a\ll1$，式(2-25)可化简为：

$$\begin{aligned}\varphi&=\mathrm{tg}^{-1}a\sin\Omega_n t\\&=a\sin\Omega_n t\end{aligned} \tag{2-27}$$

噪声引起的干扰频偏为

$$\begin{aligned}\Delta\omega_n&=d\varphi/dt\\&=a\Omega_n\cos\Omega_n t\end{aligned} \tag{2-28}$$

从式(2-28)看出，干扰频偏是时间t的余弦函数，振幅与差频$F_N=f_c-f_N$成正比。f_c是有用信号u_c的频率，f_N是干扰信号u_N的频率。$\Omega_N=2\pi F_N$。Ω_N越高，$\Delta\omega_N$越大。收音机的带宽越宽，跑进通带内的噪声功率就越大，相应的收音机输出信噪比就越低。而有用调制信号的频率越高，m_f值越小。调频收音机输出信噪比改善的值就越小。但根据调频收音机带宽的公式可知，在保持最大频偏不变的情况下，调制信号

的频率越高，带宽 B 就越宽，带宽 B 与调制频率 F 的关系如下式所示：

$$B=2(\Delta f_m+F) \tag{2-29}$$

而带宽 B 越宽，容纳的噪声就越多。为此，应当在调频发射机的载波受调制信号调制的时候，使高频调制信号调制载波的频偏提高，这就是所谓的预加重。预加重网络和曲线如图2-39所示。

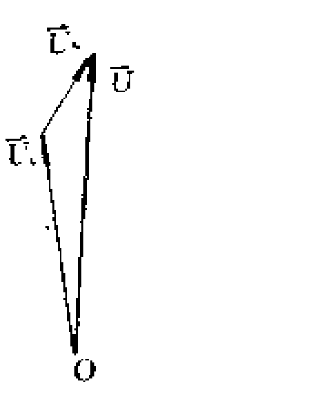


图 2-38　用来求干扰频偏 $\Delta\omega$ 的向量图

图 2-39　预加重网络和曲线

音频调制信号 u_i 输入到预加重网络，网络的输出电压 u_0 用来调制载波。从预加重曲线可以看出，随着调制信号 u_i 频率的提高，u_0 提升的值就越大。因此载波受到的调制就越深。其深度是随着调制信号电压的升高而加深的。当然，频偏也是随着音频调制信号的频率的升高而增大的。由于频偏增加，调频指数也增加，收音机的输出信噪比就提高了 $20\lg\sqrt{3}\,m_f$ dB。这就是预加重的目的。

但是，在收音机解调的时候，解调出来的输出电压也是频率越高幅值越大。如果发射机处的调制信号是音乐，收音机重现的音乐将高音过强，无法收听。为此，收音机处在解

调的过程中，必须把发射机处人为提升的高频成分压低，使重现的音乐和原来音乐中各种频率的成分的比例相同。所以收音机采用了去加重电路。去加重网络和曲线如图 2-40 所示。

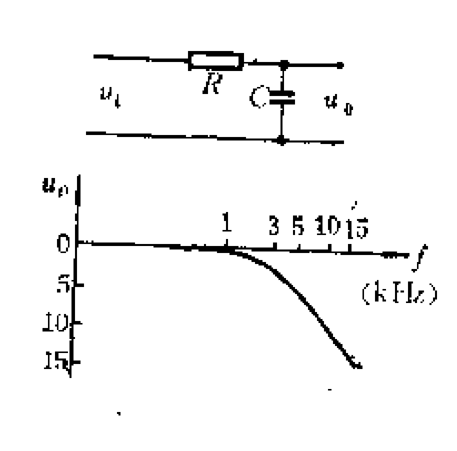


图 2-40 去加重网络和曲线

鉴频器的输出信号加到去加重网络的输入端，该网络的输出就是我们需要的信号。从去加重的曲线看出，网络的输出电压随输入信号的频率而变化，频率越高，输出电压越低。输出电压随频率下降的情况正好等于预加重网络输出电压随输入信号频率上升的情况。这样，在收音机的输出信号中，仍将保持原调制信号中各种频率之间的比例关系。收音机放出的音乐将和发射机处预加重网络输入的音乐完全一样。这就是去加重的作用。

去加重网络具有压缩作用，因此在压缩有用信号中的高频成分时，对相应频率成分的噪声也起到了压缩作用，而这些频率成分的噪声电压正是比较大的。应当指出，在预加重网络那里，提升的只是频率高的有用信号的振幅，噪声的振幅却没有提高。而在去加重时，在压缩调制信号的高频成分的同时，连噪声电压一起压缩，并且频率越高的噪声被压缩得越多，从而使用去加重进一步提高了收音机输出的信噪比，使用去加重约提高信噪比10dB。

第五节　自动频率控制（AFC）

一、加AFC的必要性

从超外差式调频收音机原理可知，本振电压与收音机天线接收到的调频波混频，把射频调频波变成中心频率为10.7MHz的中频调频信号，10.7MHz等于本振的频率与射频调频信号的中心频率之差。如果射频信号没受音频信号调制，此时变频器的输出信号虽然仍是10.7MHz的中频信号，但此中频信号只是个单一频率10.7MHz的正弦波，频率不随时间变化。于是鉴频器的输出为0，这就相当于在鉴频器一节中 $f_i = f_0$ 的情况。但是，如果本振信号自身的频率不稳定，有一个 Δf 的变化量，此时鉴频器就会有信号输出。若 Δf 随时间作缓慢的变化，则鉴频器也就有一个缓慢变化的信号输出。若 Δf 不随时间变化，鉴频器输出的信号将不随时间变化，只是个直流电压信号。如图2-41所示。

当收音机天线接收的射频信号是射频调频波时，在鉴频器的输出中，除了有我们需要的音频信号之外，还有由于本振频率漂移引起的缓慢变化的交流输出电压。这个电压则是我们所不希望产生的干扰电压。为了限制本振频率

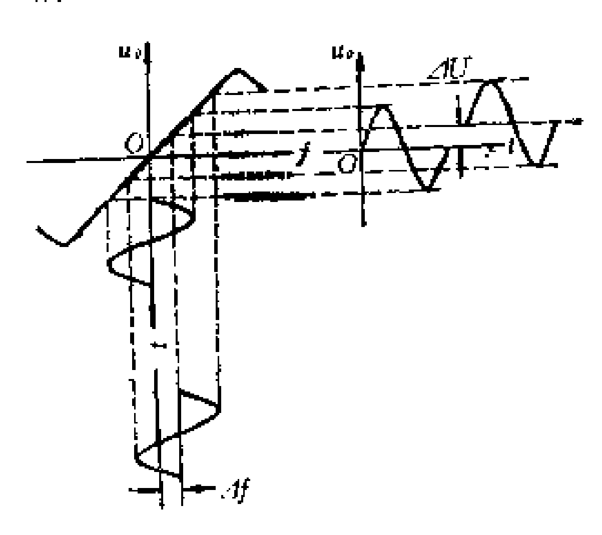


图 2-41　频率偏移的影响

的漂移，调频收音机都加有自动频率控制电路，简称AFC电路。

二、AFC的工作原理

自动频率控制电路方框图如图2-42所示。来自鉴频器的输出电压，经低通滤波器加到振荡回路的变容二极管上。如果本振的频率是稳定的，即 $\Delta f=0$，则低通的输出为0。当本振的频率产生了偏移时，$\Delta f\neq0$，低通的输出就不等于0。这个不为0的电压加到变容二极管上，使其电容量发生变化，于是本振的频率相应地发生变化，用来抵消已经产生的变化量 Δf，达到本振频率稳定的目的。

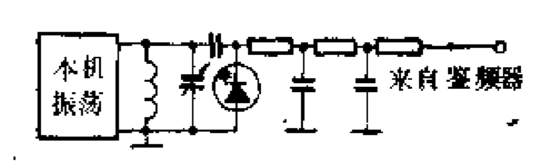


图 2-42　自动频率控制方框图

第三章 调频立体声收音机

我们平时收听的广播，无论是调幅广播，还是调频广播，大多数是单声道广播。尽管很多的业余爱好者自制了性能良好的放大器，又配置了音箱，高、低音都很丰富，但听起来效果和在剧场里欣赏音乐时大不相同，没有临场感。如果使用立体声收音机听立体声广播，则情况大不相同。听立体声收音机从音箱放出的音乐，其效果如同在剧场里一样，有临场感，使人心旷神怡。

使用立体声收音机收听普通单声道调频广播，是否也会有这种效果呢？通过实践和理论分析证明，这是根本办不到的。其原因就是立体声广播与普通的单声道广播有很大的不同，随之而来的是立体声收音机与单声道收音机也有很大的不同。因此，要了解立体声收音机的工作原理，必须要了解调频立体声广播原理。而立体声原理又是立体声广播的基础。为此首先介绍一下立体声原理。

第一节 声象定位原理

当人们在剧场内欣赏音乐时，不仅能听到舞台上各种乐器发出的声音，还可以判断出每个乐器的位置，这样，整个舞台上的声音层次分明、有方位感，能在人们的面前展开一个宏伟壮观的“音乐图象”（俗称声音舞台），这种声音称之为立体声。如果用普通的单声道调频广播转播剧场实况，

那么收听这种实况广播，人们却没有上述那样的感觉。原因在于转播剧场实况的单声道调频广播，它是把整个舞台上的声音混在一起作为调制信号调制载波的。当单声道调频收音机接收到这个信号时，解调后的音频输出信号就是那个把整个舞台上所有声音混在一起的调制信号。由于这个调制信号在调制载波前就已经混在一块儿了，解调后无法再把它们分开，按剧场舞台上乐器的位置排列整齐，因此这种声音经扬声器放出来后，自然就是无方向感的单道声了。当然听这种重现的音乐人们就无临场感了。

以上叙述了剧场实况与收音机重现声音的区别。那么为什么在剧场里欣赏音乐就有立体感呢？下面就来分析这个问题。

一、双耳效应

人判断某一声源的位置是通过双耳效应来完成的，如图3-1所示。假设在人的正前方有一声源 S，现在分析如何判断出 S 的位置。

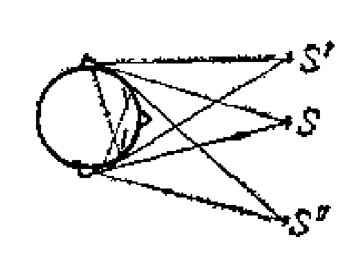


图 3-1　双耳效应示意图

由于声源 S 位于人的正前方，S 声源距两耳的距离相等，所以 S 声源发出的声音同时到达两耳。就是说，人的左、右耳同时听到 S 声源发出的声音，而且每个耳朵所听到的声音是同样响的，即两耳接收的声级大小相同，因此人能判断出声源 S 在正前方。如果声源移到 S' 处，如图3-1中的 S'，此时的情况与声源 S 在正前方时不同，S' 距人的左耳近，距右耳远，S' 声源发出的声音先到左耳，后到右耳。一个声源发出的声音到达

两耳所用的时间不同，之间有个时间差Δt，这Δt叫时延。另外，由于声源S'距左耳近，左耳听到的声音就大，距右耳远，右耳听到的声音就小，即左耳接收到的声音的声级要比右耳高，因此人此时判断出声源S'位于左前方。当声源移到S''处时，人立即可以判断出声源在右前方。

总起来说，人可根据声源到达两耳的声级及时延判断出声源的位置。这种定位原理就是双耳定位原理。下面，根据这个定位原理分析剧场实况与用单声道调频收音机重现剧场实况时二者的差别。

当人们坐在剧场中欣赏音乐时，如果坐在剧场的正中间。那么正对指挥的这列乐器（每件乐器都是一个声源），它们都位于正中间观众的正前方。它们到这些观众的两个耳朵的距离相同，因此这些乐器发出的声音传到观众的双耳既无时间差、又无声级差。从而这些观众能判断出这列乐器位于舞台的中间。但是在这列乐器中，它们彼此的位置又有前后的差别。显然，排在前面的乐器发出的声音先到人的双耳，后面的乐器发出的声音后到达人的双耳。这样，这些观众又可判断出这列乐器前后彼此的位置。也就是说观众在聆听中间这列乐器奏出的乐曲时，觉得它们不是挤在中间一点，而是排成一列，就是所谓的深度感。对于舞台上其它列的乐器，人们利用双耳能正确判断出它们的位置，其分析方法和上面是相同的。例如，以乐队指挥为中心线，那么中间稍偏左的那列乐器，它们发出的声音到达中间观众的双耳，既有时间差、又有声级差。因为这列乐器是稍"偏左"，那么时间差、声级差不是很大，观众就判断出这列乐器中心稍偏左的位置。越靠左边的乐器，发出的声音到达两耳的声级差、时间差越大，观众就判断出这些乐器越是靠左。右边的

情况，分析方法是相同的。因此，就排来讲，这一排乐器发出的声音给观众形成宽度的感觉。这样整个舞台的乐器奏出的乐曲，观众既有宽度感、又有深度感。

如果用普通单声道调频收音机，把剧场实况重现出来，坐在音箱前面的听众完全没有宽度和深度的感觉。因为从音箱放出的声音是整个舞台所有乐器声音的混合“物”。有的听众还装了一对音箱，这也无济于事。收音机解调器输出的信号就是这个混合“物”，音箱无法把它们按舞台上的配置，按声级差、时间差放出音来。因此收音机重放的音乐是既无方位感、又无深度感。这就是收音机重现声音与剧场实况的区别。

人们利用双耳能判断声源的位置。单声道收音机重现的声音是整个舞台上所有声源发声的混合“物”，对于坐在音箱前面的听众来说，声源就是音箱。因此这种音乐听起来不真实。现在的立体声广播及立体声收音机能把剧场实况如实地重现，从而坐在音箱前面的听众就能有如坐在剧场中一样的临场感。

立体声收音机能真实地把剧场实况重现出来，除了使用立体声广播、立体声接收之外，还涉及到声学中的正弦定律。下面就简单叙述一下正弦定律作为讲解立体声接收时重现剧场实况的预备知识。

二、正弦定律

根据双耳定位原理，人可以判断出声源的位置，区别出舞台上不同方向的乐器发出的声音。

现在，在舞台上放置两只话筒，这两只话筒之间有一定的距离。每只话筒有自己的拾音范围。这两只话筒把各自拾

取的信号分别送入自已的放大器放大。这个放大了的信号通过两组导线（二根线为一组）接到放在远离剧场的两个音箱上，这两个音箱放出的声音，将分别是各自对应的话筒拾取的信号。这时，坐在这对音箱的正前方欣赏音乐，效果与在剧场里一样，有临场感。下面先分析简单的情况，最后找出这时重放的特点。

如图3-2所示，S 代表点声源。在 S 的对面放两个话筒，S 位于两话筒连线的垂直平分线上。两个话筒把各自拾取到的声音送到放大器放大，这放大了的信号通过各自的扬声器放出来。这时如果我们坐在扬声器组面前，听这两个扬声器放出的声音，会觉得这声音好像不是从两个扬声器发出的，而是从两个扬声器的连线之中点处发出的。这个假的声源我们称之为声像。

当图3-2中的声源 S 靠近左话筒时，感觉这声音靠近左扬声器；当声源 S 靠近右话筒时，这声音好像靠近右扬声器。总之声像的位置随声源位置的变动而变动，并永远与声源的位置对应。下面就来分析二者位置对应的原因。

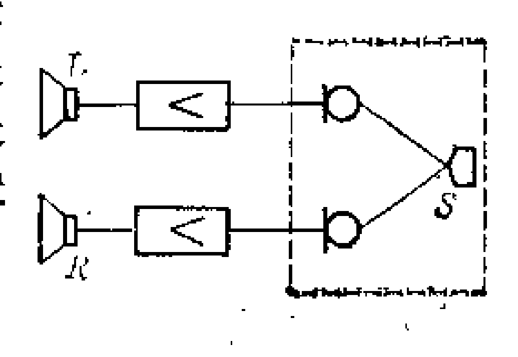


图 3-2 声源的重现

首先让我们分析声源 S 位于两个话筒连线的垂直平分线上的情况。如图 3-2 所示的那样。这时声源 S 发出的声音到达两个话筒所需要的时间相同，这两个话筒接收到声源 S 发出的声音的大小，即声级也是相同的。从而两个扬声器发出的声音之强度是相同的（假设两个放大器的放大倍数完全相

同）。又因为这两个扬声器发出的声音之间没有时间差，坐在扬声器的对面就会感觉到，声音不是来自每个扬声器，而是从两个扬声器之间发出的。因此声像在两个扬声器连线之中点。与真实声源的位置相对应。S靠近左话筒及右话筒，分析的方法相同。

以上只定性地介绍了声像与声源位置对应的关系，如果要准确确定声像的位置，那就要应用正弦定律了。设 L、R 分别代表左、右扬声器发出声音的强度，扬声器的半张角为 φ，声像 S' 偏离中心的角度为 θ，则 θ 可由下式求出：

$$\sin\theta = \frac{L-R}{L+R}\sin\varphi \qquad (3\text{-}1)$$

当 S 位于两话筒的连线的垂直平分线上时，两扬声器发出声音的强度相同，即 $L=R$。因此求出 $\sin\theta=0$，$\theta=0$。S' 位于两扬声器连线的垂直平分线上，如图3-3所示。

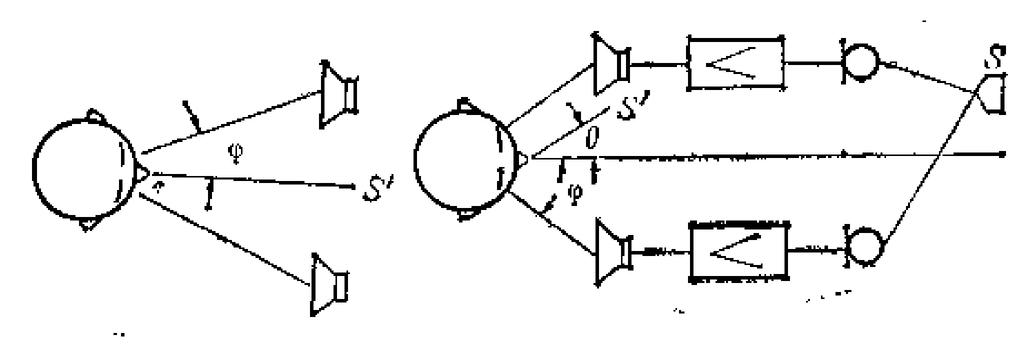


图 3-3　声像位置的确定（之一）　　图 3-4　声像位置的确定（之二）

若声源 S 靠近左话筒，声、像角 θ 的求法仍旧使用公式(3-1)，因为 $L>R$，$\theta>0$，如图3-4所示。如果声源靠近右话筒，$L<R$，求出的 $\theta<0$，声象在扬声器连线的垂直平分线的右侧。

上面以点声源为例，分析了声像的位置与声源位置的对

应关系，引出了正弦定律。如果 S 不是点声源，而是舞台上所有乐器发出的声音。这时仍象图3-2那样，用两个话筒拾取整个舞台上各种乐器发出的声音，然后经放大器用扬声器在另一地点重放。由以上对点声源的分析可知，重放的效果和在剧场中听音乐的效果一样。这时，声源虽然很多，位置也各不相同，但可以把每件乐器当作一个点声源，利用正弦定律求出各种乐器重现时的位置（它们的位置与舞台上相应的乐器的位置相对应）。从而使每件乐器在舞台上的位置能在扬声器重放的音乐中反应出来，听起来就有临场感。

三、用作图法求声象角

以上介绍了利用正弦定律求声像角的方法。此外还可用作图法求出声像角。

如图3-5所示。图中 S_L、S_R 分别代表左、右扬声器，L、R 分别代表左、右扬声器发出声音的强度。

作图步骤如下：

将两扬声器当作两个点，用直线将它们连接起来，作此线段的垂直平分线。设聆听者位于垂直平分线上的 O 点处，连接左扬声器和 O 点成一直线，并将此线段延长。以 O 点为起点，按给定的比例尺（设一厘米代表若干分贝的声级），画出左扬声器发出声音的强度 L 分贝。按同样的方法画出右扬声器发出声音的强度 R 分贝。将 L、R 作向量加法，其合成向量与两扬声器连线的垂直平分线的夹角 θ 就是要求的声像角。

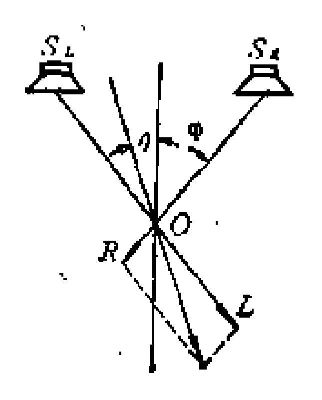


图3-5　作图法求声像角

上面介绍了用两个话筒、两个扬声器重现剧场的实况。

能否通过广播手段达到这一目的呢？回答是肯定的，其手段就是立体声广播与立体声接收。要了解立体声接收原理，必须了解立体声广播。为此先扼要叙述一下立体声广播的原理。

第二节　立体声广播原理

立体声广播制式有三种：调频-调频制、极化调制和导频制。它们的主要区别在于$(L-R)$信号对副载波的调制方式上。什么叫副载波呢？所谓副载波也是一个载波，也携带信息，但这个携带信息的已调副载波并不直接发射出去，它还要调制到主载波——通常称载波上。因此副载波对$(L-R)$信号来说，它是个携带信息的运载工具，对主载波而言，它又是个调制信号。$(L-R)$信号调制副载波有下列三种方式：

(1) 调频-调频制

用$(L-R)$信号以频率调制的方式调制副载波，然后与$(L+R)$信号相加，最后用这个总的信号作为调制信号，也以频率调制的方式调制载波。这虽然作为一种制式存在于世，但世界各国均没采用这种方式发射立体声信号。

(2) 极化调制

用$(L-R)$信号以调幅的方式调制副载波，把副载波的大部分抑制掉，剩下的一小部分副载波供收音机接收作为解调立体声信号用。$(L+R)$信号与$(L-R)$调幅信号相加，最后用这个总的信号以频率调制方式调制载波。采用这种制式的有苏联及东欧一些国家。

(3) 导频制

导频制与极化调制极为相似，也是用$(L-R)$信号以调幅的方式调制副载波。但导频制将副载波完全抑制掉，抑制

得越干净越好。为了使立体声收音机能把$(L-R)$信号解调出来，载波同时还要携带一个19kHz的正弦信号——导频信号。最后将$(L+R)$信号加上$(L-R)$调幅双边带信号和导频信号，用这个总的信号作为调制信号，以频率调制的方式调制载波。这种立体声广播制式在世界的应用较为广泛。我国的立体声广播制式也是导频制。为此下面只介绍导频制立体声广播编码器的工作过程。

一、编码

普通的单声道调频广播的调制信号是整个舞台所有乐器发出声音的混合声。单声道调频收音机解调后输出的信号当然也是这个混合声，因此听起来无方位感。

立体声广播的调制信号虽然仍然是舞台上乐器发出的声音，但这时它是利用能分别拾取舞台左、右部分乐器声音的立体声话筒，然后对这个话筒拾取的两路独立的信号进行一定的处理，经过处理的信号作为调制信号，用来调制载波，将已调波（调频波）发射到空中。

注意，这左、右两路信号都是音频信号。若它们就这样用同一载波发射，二路信号在调制载波时必然相混，又变成了单声道广播的调制信号。经收音机解调后，得到的信号还是整个舞台所有乐器混合在一起的单声道信号。为此，在调制载波之前，对左、右路音频信号必须进行适当的处理。这是立体声广播特有的问题。

立体声广播发射的射频信号应当使立体声收音机接收时能解调出立体声信号，使单声道收音机接收时也能得到良好的收音效果，（当然单声道收音机输出的信号是单声道信号），即收听的质量不能比收听单声道广播时的质量差。这

后面的要求就是立体声广播时要兼容。由于单声道调频广播的调制信号是整个舞台上全部乐器声音的混合声，即左、右话筒拾取声音之和。因此，立体声广播的调制信号中应当有$(L+R)$信号，以保证兼容的要求。其中：L、R分别代表左、右话筒拾取的信号，通常叫左、右路信号。而$(L+R)$叫做“和”信号。为了使立体声收音机解调出立体声信号，立体声广播调制信号中还应当有$(L-R)$信号。因为只有具备了$(L+R)$和$(L-R)$，立体声收音机才能解调出独立的L、R信号。由于$(L+R)$和$(L-R)$信号都是音频信号，如果将二者直接混合，然后调制载波，其结果是，调制信号变成了$(L+R)+(L-R)=2L$。这样的调制信号显然不能满足上面的要求。为此，必须把$(L-R)$信号从音频的频率范围移到超音频的频率范围，即用$(L-R)$信号以调幅的方式调制在38kHz的副载波上。调制后其表达形式为

$$[U_{sm}+(L-R)]\sin\omega_s t$$

其中U_{sm}为副载波的振幅，ω_s为副载波角频率；$\omega_s=2\pi f_s$，f_s为副载波频率。它等于38kHz。因为调幅波中的载波振幅很大，本身又不携带信息，故将副载波抑制掉，仅剩下双边带$(L-R)\sin\omega_s t$，这是我们需要的成分，它的频率范围是23kHz～53kHz。人耳是听不见的。至此，调制信号的两个成分为$(L+R)$和$(L-R)\sin\omega_s t$，其和为$(L+R)+(L-R)\sin\omega_s t$。由于$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$不在同一个频率范围，故二者不能相混。$(L+R)$供单声道调频收音机用，$(L+R)+(L-R)\sin\omega_s t$供立体声收音机用；既满足了兼容的要求，又可供立体声接收用，解调出独立的左(L)、右(R)路信号。

立体声广播的调制信号之三是导频信号。因为在用$(L-R)$调制副载波时，已经把38kHz的副载波成分抑制掉了，立

体声收音机在解调时，机内必须要产生一个38kHz 副载波，它同时要与发射机中被抑制掉的38kHz 副载波同相。为此，在发射机的调制信号中，还应当有一个能完成此任务的信号，这就是导频信号，它的频率是19kHz。

至此可知立体声发射机的调制信号由三部分组成：$(L+R)$、$(L-R)\sin\omega_s t$和导频信号 $P\sin\frac{1}{2}\omega_s t$；因为$\omega_s=2\pi f_s$，$f_s=38$kHz，所以导频信号的频率为19kHz。因此立体声广播总的调制信号为：

$$(L+R)+(L-R)\sin\omega_s t+P\sin\frac{1}{2}\omega_s t \qquad (3\text{-}2)$$

总的来说，为了能使立体声收音机解调后得到独立的L、R 信号，又要使单声道调频收音机能良好的接收，立体声调制信号必须有(3-2)式这种形式。我们把对左(L)、右(R) 路信号进行的这种处理叫做编码。

二、编码器

能完成编码的电路称作编码器。我们这里介绍的编码器是导频制调频立体声广播编码器。

1. 矩阵编码器

这种编码器是最古老的，但也是最基本的。为了说明导频制立体声广播编码的工作原理，我们还是以它为例，如图3-6所示。这是一个矩阵立体声编码的方框图。

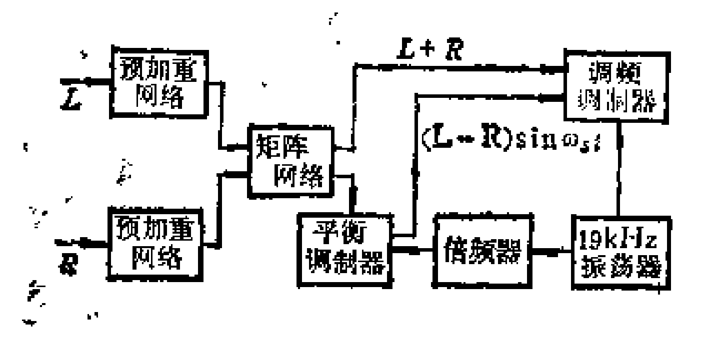


图 3-6　矩阵编码器方框图

图中L、R分别

代表舞台上左、右部分声音信号。为要得到$(L+R)$兼容信号及$(L-R)$——方向信号，首先，把L、R信号输入到矩阵电路，矩阵电路的输出就是$(L+R)$及$(L-R)$信号了。$(L+R)$直接送到调频调制器里，等待与其它两个信号的混合。$(L-R)$信号送入平衡调制器调制38kHz副载波。因为导频制立体声广播要求19kHz的导频信号，因此，编码器里有一个19kHz振荡器，该振荡器有两路输出，一路送到调频调制器，另一路送到倍频器里倍频。倍频器输出的信号就是38kHz的副载波信号，它也输入到平衡调制器里接受$(L-R)$的幅度调制。平衡调制器的输出信号就是抑制副载波的双边带信号。这个双边带信号也送到调频调制器里。到此为止，送到调频调制器里的已有三种信号：$(L+R)$、$(L-R)\cdot\sin\omega_s t$和导频信号$P\sin(\omega_s t/2)$。

2．平衡调制器

平衡调制器本来是矩阵编码器的一部分，因为它是编码器中最重要的部分，所以这里着重介绍一下。图3-7画的是平衡调制器电原理图。

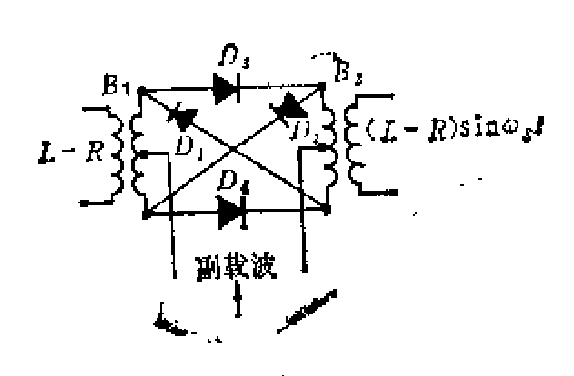


图3-7　平衡调制器原理图

$(L-R)$信号输入到变压器的初级，38kHz副载波从变压器B_1的次级中点和变压器B_2的初级中点输入。四个二极管D_1、D_2、D_3、D_4的特性要尽量一致，变压器B_2次级的输出信号就是需要的$(L-R)\sin\omega_s t$。这是个抑制载波双边带信号，调

㊀ 这里提到的载波均是38kHz副载波，而不是发射到天空中去的载波。

幅波中真正携带信息的是边带，而不是载波，使用平衡调制器既可把载波抑制掉，又留下了携带信息的双边带信号。

此外，编码器中还有一个19kHz 的导频信号振荡器。平衡调制器中需要这个信号，收音机解调立体声信号也需要它，为此19kHz振荡器信号分成两路，如图3-6所示。

三、立体声复合信号

到现在为止，我们已经得到了三个不同成分的信号：$(L+R)$、$(L-R)\sin\omega_s t$和导频信号。这三个信号加在一起成为一个调制信号，在调频调制器里以频率调制的方式调制载波。我们称

$$(L+R)+(L-R)\sin\omega_s t+P\sin\frac{1}{2}\omega_s t$$

为复合信号。其中导频信号中的P代表导频信号的振幅。导频信号的频率是副载波频率的二分之一。从上式还可以看出，导频信号的相位与副载波的相位保持着一种特殊的关系，如图3-8所示。

从图中可以看出，每当导频信号过“0”时，副载波也过0，并且此时副载波在“0”点的斜率为正。这是国际广播联盟对立体声广播的要求。凡是采用导频制的国家都必须遵守这个规定。只有这样，收音机的左、右路输出才能与广播电台播送节目的左、右部分相对应。否则会造成收音机输出节目的左、右路互相颠倒，现在不少文章在写复合信号的表达式时，经常写成如下的形式：

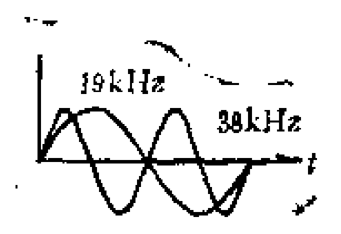


图 3-8 导频信号与副载波相位之间的关系

$$(L+R)+(L-R)\cos\omega_s t+P\cos\frac{1}{2}\omega_s t$$

从副载波与导频信号的频率来看，导频信号的频率是副载波频率的二分之一，但相位关系却不符合国际上的要求，因此，复合信号写成这种形式是欠妥的。

立体声广播调制信号的波形是比较复杂的。下面通过一个简单的例子看看立体声复合信号的波形。

假设右路信号 $R=0$，左路信号不为 0，即 $L\neq 0$。此时矩阵电路输出的“和”信号为：$(L+R)=L$；差信号$(L-R)=L$；抑制载波双边带信号为$L\sin\omega_s t$，导频信号为

$$P\sin\frac{1}{2}\omega_s t$$

当 $$L=U_L\sin\Omega_L t$$

其中：U_L 为左路调制信号的振幅；Ω_L 为其角频率。复合信号的表达式为：

$$(L+R)+(L-R)\sin\omega_s t+P\sin\frac{1}{2}\omega_s t$$

$$=L+L\sin\omega_s t+P\sin\frac{1}{2}\omega_s t$$

$$=U_L\sin\Omega_L t+U_L\sin\Omega_L t\sin\omega_s t+P\sin\frac{1}{2}\omega_s t$$

(3-3)

复合信号中，每个成分的波形如图3-9所示。整个复合信号的波形如图3-10所示。

从上面的波形可知，若要传送的信息为一正弦信号时，经过立体声编码器编码后，调制载波的调制信号已不再是正弦波，而是一个比正弦波复杂得多的复合信号了。这就是立

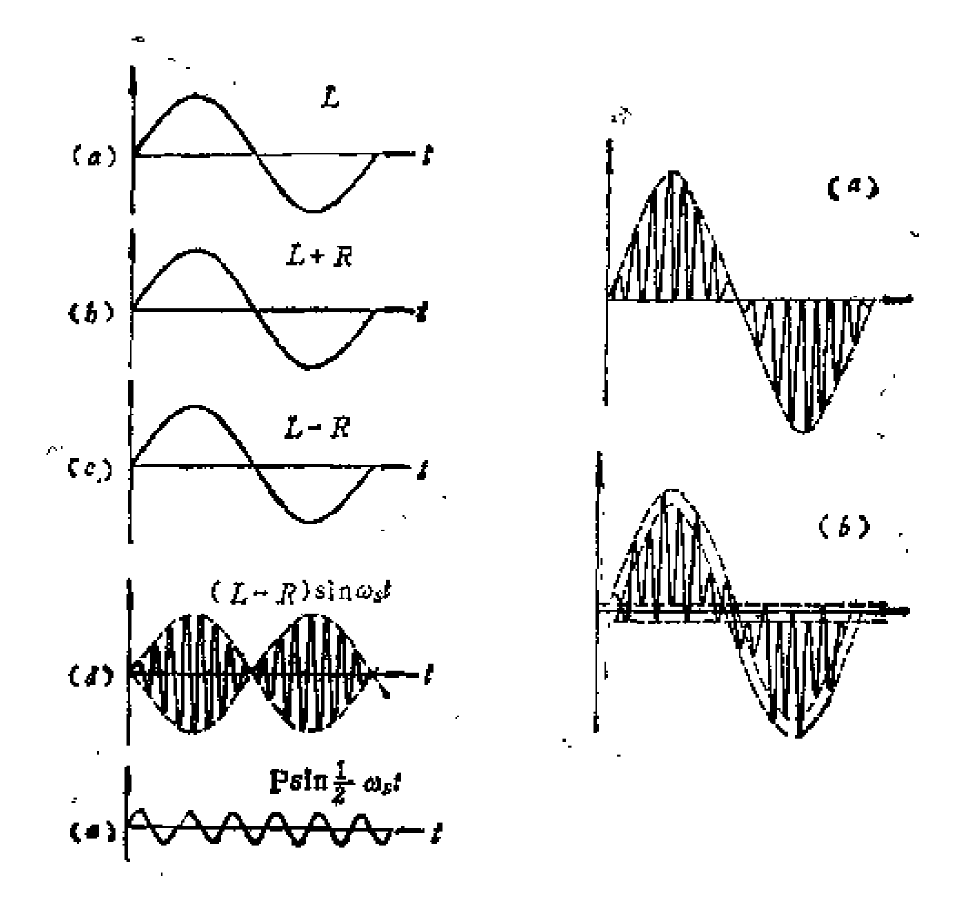


图 3-9 复合信号中各成分的波形　　图 3-10 复合信号的波形

体声广播与单声道调频广播的本质区别。

四、蜂房效应

单声道调频广播允许的最大频偏为±75kHz。立体声广播允许的最大频偏也是±75kHz。但立体声广播的调制信号是个复合信号，它是由$(L+R)$、$(L-R)\sin\omega_s t$和$P\sin\frac{1}{2}\omega_s t$三个信号组成的，那么±75kHz频偏如何分配给这三个信号呢？为简单起见，我们先不考虑导频信号，只考虑$(L+R)$和$(L-R)\sin\omega_s t$按什么样的比例分配±75kHz频偏。

从兼容的角度来看，希望$(L+R)$信号多占一些频偏，这样单声道调频收音机的信噪比就比较高。从立体声接收的角度来看，又希望$(L-R)\sin\omega_s t$信号多占一些频偏，这有利于立体声接收信噪比的提高。然而，这两种接收的情况都要照顾到，这样就有一个合理分配频偏的问题。由于导频制立体声广播中存在着极为有用的蜂房效应，使频偏分配自然合理，结果使单声接收与立体声接收都兼顾了。下面就来介绍蜂房效应。

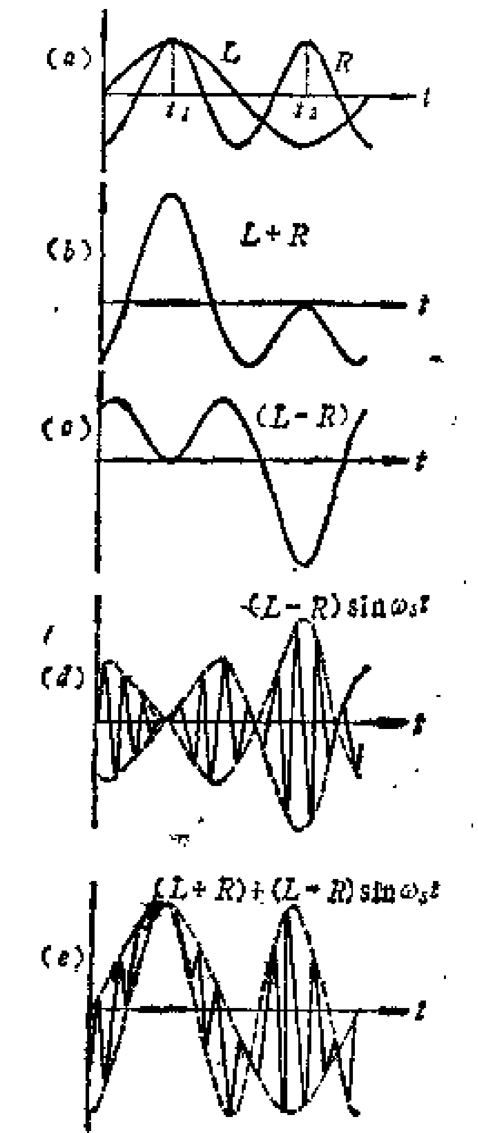


图3-11 左、右路信号同时存在时的各种信号之波形

设左路信号 $L=U_L\sin\Omega_L t$

右路信号 $R=U_R\sin\Omega_R t$

式中：U_L为左路信号的振幅

U_R为右路信号的振幅

Ω_L为左路信号的角频率

Ω_R为右路信号的角频率

又设：$U_L=U_R$和$\Omega_R=2\Omega_L$，即$f_R=2f_L$，此时$(L+R)$、$(L-R)$、$(L-R)\sin\omega_s t$和复合信号$(L+R)+(L-R)\sin\omega_s t$的波形如图3-11所示。图中的横轴为时间$t$，纵轴是各个信号的瞬时值，因为都标在各个分图之中，故纵坐标未标。

从图3-11中看出，当$(L+R)$达到最大值时，$(L-R)$的值为0，当$(L-R)$达到最大值时，$(L+R)$的值为0，上述的最大

值是指正、负最大值。因为假设$U_L = U_R$，所以$(L-R)$的最大值是$2U_L$（或$2U_R$），$(L+R)$的最大值也为$2U_L$。如果$2U_L$对应±75kHz频偏，则当$(L+R)$达到最大值$2U_L$时，相应的频偏为 ±75kHz，此时$(L-R)$的值为0，相应的频偏也为0。同理，$(L-R)$达到最大值时，相应的频偏为±75kHz，此时$(L+R)$相应的频偏也为0。因为复合信号中只有$(L-R)\sin\omega_s t$，而没有$(L-R)$信号。又因为频偏的分配是指$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$之间的分配。所以要看看$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$之间是否也存在$(L+R)$与$(L-R)$那样的特殊关系。图3-11(*d*)画的是$(L-R)\sin\omega_s t$的波形，虚线是其包络线。从包络线看出，$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$之间同样存在$(L+R)$的最大值对应$(L-R)\sin\omega_s t$的0值，$(L-R)\sin\omega_s t$的最大值对应$(L+R)$的0值这种特殊关系。因此，当$(L+R)$信号使频偏达到±75kHz时，$(L-R)\sin\omega_s t$对应的频偏为0，反之亦然。从图3-11可以看出，复合信号$(L+R)+(L-R)\sin\omega_s t$的最大值仍是$2U_L$，它对应的最大频偏也是±75kHz。由此可以得出如下的结论：

和信号可产生±75kHz频偏，抑制载波双边带信号$(L-R)\sin\omega_s t$也可以产生±75kHz频偏，复合信号产生的最大频偏还是±75kHz。从而使规定的±75kHz频偏得到了充分的利用。我们称这种关系为蜂房效应。下面我们看看蜂房的实际构造，以便了解蜂房效应的意义。图3-12画的是蜜蜂的蜂房结构示意图。

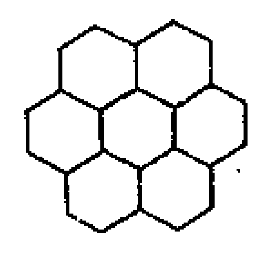


图3-12　蜂房结构示意图

从图3-12可以看出，每个蜂房凸出的部分正好插在两个蜂房交界的凹进去的部分。这样蜂房之间彼此交错

穿插，使蜂房的结构紧凑，空间得到充分利用。现在$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$之间的关系，就如蜂房之间的关系一样，在频偏不变的情况下，$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$都可产生最大允许频偏。

应当指出，由于蜂房效应的存在，在计算复合信号产生的最大频偏时，注意不要出现下面的错误：$(L+R)$产生的最大频偏为±75kHz，$(L-R)\sin\omega_s t$产生的频偏为±75kHz，而复合信号的最大频偏为±150kHz。

以上的分析没有考虑导频信号。如果加上导频信号，复合信号的成分才齐全。由于系统允许的最大频偏是±75kHz。导频信号占有的频偏规定为±75kHz的10%，即±7.5kHz，那么$(L+R)+(L-R)\sin\omega_s t$占有的频偏为±75kHz的90%，即67.5kHz。

以上我们用两个正弦信号说明了蜂房效应的存在。如果左、右两路信号的频率、相位之间没有上述那种特定的关系，蜂房效应是否继续存在？也就是说蜂房效应是否具有普遍性呢？关于这个问题将在附录中说明。

五、复合信号的频谱

图3-13画出了复合信号的频谱。该图表示出复合信号中每个成份占有的频偏值。

图中的$(L+R)$信号对应的是兼容接收的调制信号，其频率范围是30Hz～15kHz，占有的频偏值为67.5kHz，在图3-13中兼容信号表示成频率从0～15kHz的频率范围，占有±67.5kHz频偏。导频信号在频谱图上位于19kHz处，占有±7.5kHz频偏，这是导频制立体声广播制式所规定的。$(L-R)\sin\omega_s t$信号占有的频偏，根据蜂房效应的规定也是

±67.5kHz。但是，由于$(L-R)\sin\omega_s t$是抑制38kHz副载波的双边带信号，频率范围是23kHz～53kHz，占有频带的宽度为30kHz，是和信号$(L+R)$频带宽度的两倍。上、下边带的宽度各占15kHz，上、下边带之和，即$(L-R)\sin\omega_s t$占有频偏为67.5kHz。那么，上边带、下边带应各占的频偏值为$67.5\text{kHz}\times(1/2)=33.75\text{kHz}$。因此在图中，$(L-R)\sin\omega_s t$的宽度为30kHz，高度为33.75kHz，刚好是$(L+R)$在频谱图中高度的一半。为了使读者更深刻地认识这个问题，下面请看一个简单的例子，仅有一路信号存在时的频谱。

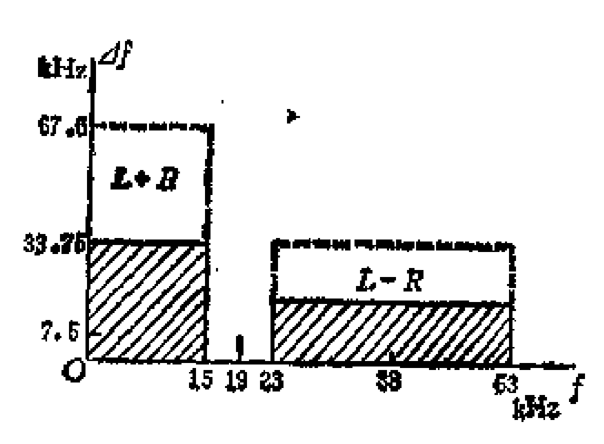


图3-13　复合信号频谱图

假设仅左路加有调制信号，右路不加调制，即R=0，并且不考虑导频信号的作用。这时，左路信号

$$L=U_l\sin\Omega t$$

复合信号的表达式为：

$$\begin{aligned}&(L+R)+(L-R)\sin\omega_s t\\&=L+L\sin\omega_s t\\&=U_l\sin\Omega t+U_l\sin\Omega t\cdot\sin\omega_s t\\&=U_l\sin\Omega t+\frac{1}{2}U_l\cos(\omega_s-\Omega)t-\frac{1}{2}U_l\cos(\omega_s+\Omega)t\end{aligned}\qquad(3\text{-}4)$$

这时，$(L+R)=U_l\sin\Omega t$，它的频率范围为0～15kHz。因为

最大频偏 $\Delta f_m = kU_l$，所以，此时 U_l 的值对应的最大频偏如果是±33.75kHz的话，那么 $(L-R)\sin\omega_s t = U_l \sin\Omega t \sin\omega_s t$ 对应的最大频偏也是±33.75kHz。但 $(L-R)\sin\omega_s t$ 是由上、下边带组成的，因此每个边带占有的频偏为 $k \cdot U_l/2$，此时对应的值是 $(1/2)f_m$，具体到这个例子，$(1/2)f_m = 16.875$kHz。所以，在图3-13的频谱图中，$(L-R)\sin\omega_s t$ 在高度上等于 $(L+R)$ 高度的一半。

在图3-13中，虚线表示的是 $(L+R)$ 与 $(L-R)\sin\omega_s t$ 不会同时达到最大频偏 67.5kHz，而是交替地达到 67.5kHz。这就在频谱图上反映出了蜂房效应。图中的阴影部分则表示 $(L+R)$ 和 $(L-R)\sin\omega_s t$ 可同时达到的频偏值。

第三节　立体声收音机原理

一、原理方框图

图3-14为立体声收音机方框图。比较图3-14与图 2-1 可以发现，二者的区别仅在于鉴频器之后。

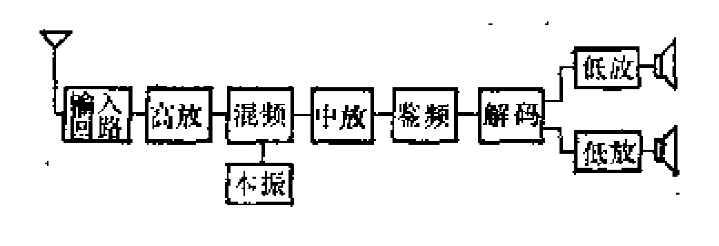


图 3-14　立体声收音机方框图

单声道调频收音机鉴频器的输出就是可听的声音，而立体声收音机鉴频器的输出则是不可听的复合信号。要把这个复合信号恢复成独立的左、右路信号，需要一个作用与编码器相反的解码器，因此立体声收音机鉴频器后面要加一级解码器。这

个解码器的工作原理就是这一节的主要内容。至于立体声收音机的其它组成部分则与单声道收音机相同，因此这里就不再重复了。

二、解码器

立体声编码器的任务是把左、右路可听的声音信号变成复合信号，并把它作为调制信号调制载波发射到空中。当立体声收音机接收到这个射频载波信号后，其鉴频器的输出就是这个复合信号，波形如图3-11(*e*)所示。这个复合信号是不可听的。要想得到可听的左、右路信号，必须对复合信号进行解码，这就是解码器的任务了。解码器按工作原理可分为三种：矩阵解码器、开关解码器和锁相解码器。下面分别介绍它们的工作原理。

1. 矩阵解码器

和矩阵编码器一样，矩阵解码器也是比较古老的，现在的立体声收音机不再使用它了。但它是最基本的解码器，因此这里对这种解码器作一简单介绍。

矩阵解码器的解码过程，实际上是矩阵编码器的逆过程。图3-15是它的方框图。

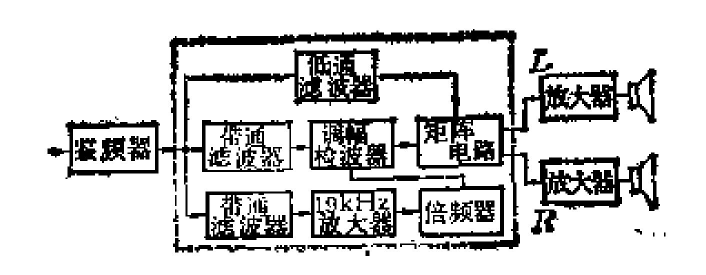


图 3-15　矩阵解码器方框图

鉴频器输出的复合信号，经过放大器放大后分别送入三个滤波器。

第一路送到0～15kHz低通滤波器里，它取出的是可听的音频信号($L+R$)，这个信号又送到矩阵电路里。

第二路送到带宽为23～53kHz的带通滤波器里，该滤波器取出的信号是$(L-R)\sin\omega_s t$的超音频信号。由于我们需要的是$(L-R)$信号，为此，必须给抑制载波双边带信号加上在编码器中抑制掉的38kHz副载波，使$(L-R)\sin\omega_s t$变成一个调幅波，然后用检波器把$(L-R)$信号解调出来。因此23～53kHz带通滤波器的输出送入调幅检波器。与此同时，倍频器输出的38kHz副载波也输入到调幅检波器里。因为此时调幅检波器输出信号是$(L-R)$，为了得到独立的左、右路信号，将$(L-R)$信号也送到矩阵电路中。这样，$(L+R)$信号与$(L-R)$信号在矩阵电路中相遇，其输出信号就是我们需要的左(L)、右(R)路信号了。

第三路信号送到19kHz带通滤波器里，选出19kHz导频信号，经19kHz谐振放大器放大后送到倍频器里，倍频器的输出就是所需要的38kHz副载波。这个再生的38kHz副载波与在编码器里被抑制掉的副载波是严格同频、同相的。这样，整个解码器输出的左、右路信号才能和编码器输入的左、右路信号完全相同。事实上，由于各种原因（下面将分析）不能保证这两个副载波严格同频、同相，致使立体声放音效果变坏。因此将用“分离度”这个指标表明解码器的性能。有关分离度的意义下面还要叙述。

2．开关解码器

开关解码器是利用电子开关的导通、关闭，从复合信号中取出独立的左、右路信号的解码电路。图3-16画的是没有导频信号的复合信号之波形及开关信号波形。图3-17画的是开关解码器的原理图。

现在结合图3-16、图3-17介绍一下开关解码器的工作原理。

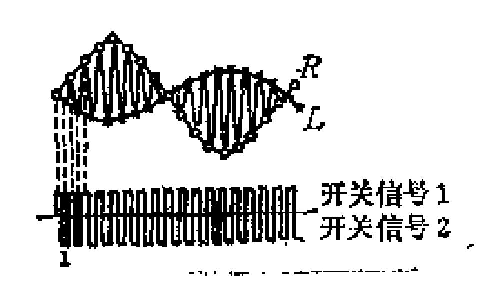


图 3-16　开关解码器内部波形图

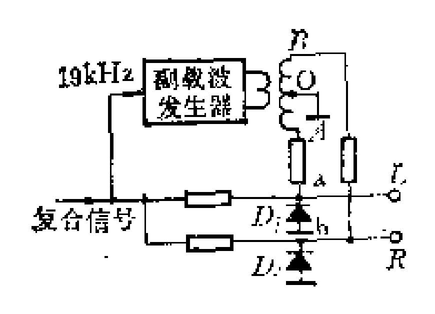


图 3-17　开关解码器原理图

首先看图3-17。鉴频器输出的复合信号，其中的19kHz导频信号送到副载波发生器里，其输出是38kHz的方波。副载波发生器接在一个变压器的初级，次级就感应出38kHz的方波。由于次级的中点接地，在a点、b点接的二极管D_1、D_2的阳极也接地，这样二极管D_1，D_2将根据38kHz方波的极性轮流导通。

设b点的电位为正，a点的电位为负，二极管的阳极接地，变压器次级中点O也接地。由于A点电位比O点低，所以a点电位也比O点电位低。二极管D_1导通，L输出为0。根据上述分析，二极管D_2关闭，则R输出就不是0，对应图3-16的"×"记号的电压值。上述过程中，二极管D_1、D_2的导通与关闭，完全由38kHz的正负极性决定。因此，把38kHz方波称作开关信号。上面讨论的D_1导通、D_2关闭对应图3-16中开关信号1的第一个方波。过了180°后，b点为负，a点为正，此时D_1关闭，从复合信号中取出相应的信号。D_2此时导通，R路没有输出。这个时刻对应图3-16的开关信号2的第一个方波。如此，38kHz方波的极性来回改变，使D_1、D_2分别从复合信号中取出独立的左、右路信号。下面结合一个具体线路进一步说明开关解码器的工作原理。

如图3-18所示，鉴频器输出的复合信号送到晶体管BG_1

的基极，集电极回路有一个19kHz的谐振回路。取出的19kHz导频信号经变压器 B_1 耦合到次级，次级的中点接地。二极管 D_1、D_2 构成全波整流器，整流出的信号是38kHz，送到 BG_2 放大。由于 EG_2 集电极的谐振回路其谐振频率是 38kHz，因此变压器 B_2 的初级电压信号便是38kHz 的正弦波，B_2 的次级也是38kHz 的正弦波信号。这个信号就作为解码器的开关信号。它使二极管 D_3、D_4、D_5、D_6 轮流导通。导通、关闭的结果将使左、右路有音频信号输出。

BG_1 的集电极引出19kHz 导频信号，其发射极的电阻 R_1 将有复合信号输出。R_1 上的复合信号送到变压器 B_2 的次级中点。当 B_2 中 38kHz 信号在次级感应的电压上端为正、下端为负时，二极管 D_3、D_4 导通。此时从 R_1 引出的复合信号经二极管 D_3、D_4 汇合在 A 点。结果形成左路输出信号，当 B_2 次级38kHz 电压上端为负、下端为正时，二极管 D_5、D_6 导通，复合信号经二极管 D_5、D_6 汇合在 B 点，构成右路的输出信号。结果，由于 38kHz 信号极性的改变，使二极管 D_3、D_4 与 D_5、D_6 轮流导通，最后就得到了独立的左、右路输出信号。

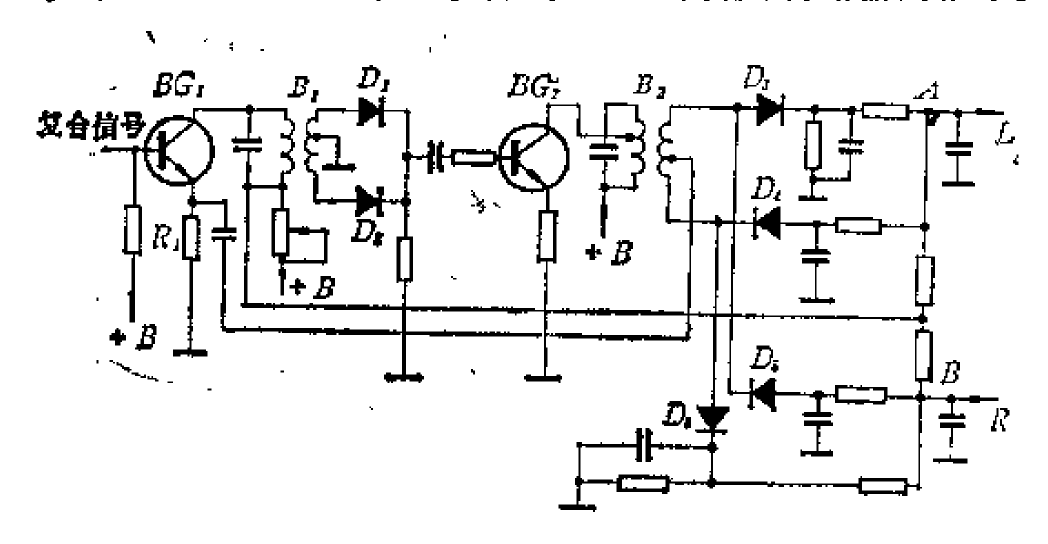


图 3-18　开关解码器电路

3. 锁相环解码器

随着集成电路的发展，矩阵解码器、开关解码器已被性能优良、调整方便、工作稳定的锁相环解码器所代替。锁相环解码器方框图如图3-19所示。

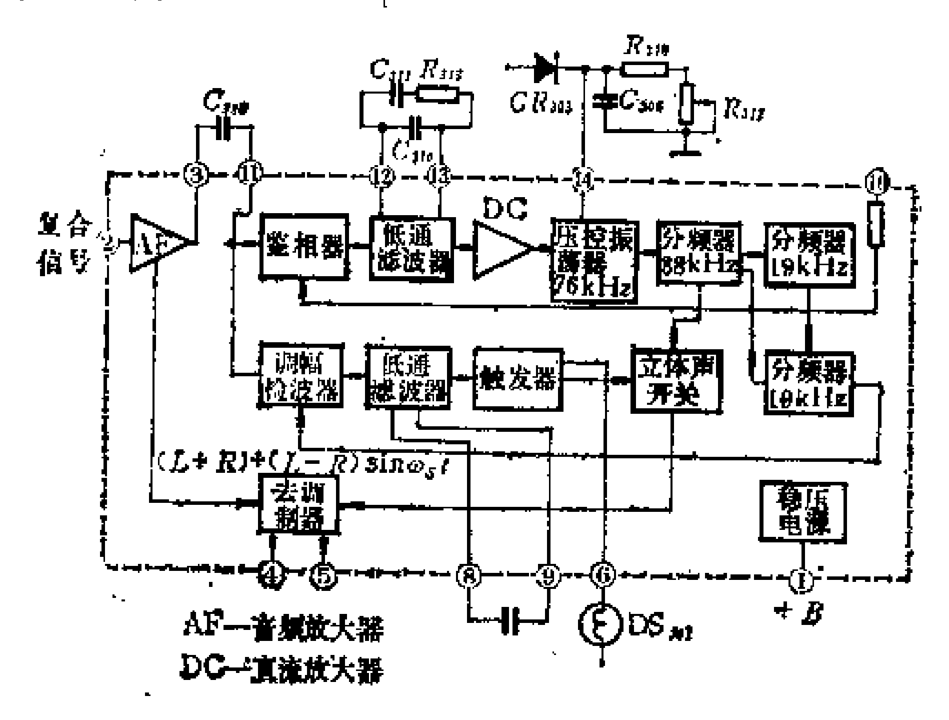


图 3-19 锁相环解码器方框图

鉴频器输出的复合信号加到锁相环解码器的输入端，即加到管脚②上，输入放大器先将此复合信号放大，放大了的信号分成两路：复合信号$(L+R)+(L-R)\sin\omega_s t$被送到去调制器里，图中用$(L+R)$,$(L-R)$代替复合信号。另一路是19kHz信号经过外接电容$C_{308}$加到鉴相器中（与⑪相连），鉴相器的输出经低通滤波器和直流放大器加到压控振荡器上，压控振荡器的振荡频率调整在76kHz上。电阻R_{317}在该集成电路的管脚⑭处与此压控振荡器连接。调整R_{317}可以改变压控振荡器的固有频率。压控振荡器的输出送给两个分

频器。第一次分频得到了38kHz的信号，这个分频器的一路输出加到立体声开关电路中，开关电路将38kHz开关信号加到去调制器中，以便把左、右路信号从复合信号中取出来。立体声开关电路控制着加到去调制器的38kHz信号的通与断。当开关接通时，38kHz信号通过这个立体声开关就加到了去调制器上，去调制器的输出就是独立的左、右路信号。当立体声开关断开时，38kHz信号就过不去，此时去调制器的左、右路输出是相同的，这就是单声道输出的信号。

76kHz的第二次分频是19kHz信号，这里是两个分频器，一个19kHz信号送到鉴相器，与来自输入放大器的19kHz信号进行比较，以控制压控振荡器的频率。在该解码器的⑩脚还从这个分频器输出引出19kHz信号，作为测试信号用。输入放大器输出的19kHz信号，一路送到鉴相器中，另一路则送到调幅检波器中。这个19kHz信号与来自第二个分频器的19kHz信号进行比较。如果来自第二个分频器的19kHz信号相位正确，并且振幅足够大，那么就能使立体声解码器工作。于是调幅检波器就有一个输出信号。该信号经过低通滤波器加到触发器上，这个触发器控制立体声开关的通与断。就是说，触发器发出触发信号使立体声开关接通，这就说明第二次分频出的19kHz信号相位正确，振幅足够大，立体声解码器输出的信号质量是好的。触发器另一路信号用来接通立体声指示灯。一旦此灯发光，就说明立体声开关接通，去调制器输出的是立体声信号。

以上介绍的几种解码器，其性能最大的区别就是左、右路输出是否“纯净”，即左路信号中是否含有部分右路信号，右路输出是否含有部分左路信号。这里所谓输出信号的“纯净”是指左路信号不含右路信号的内容，右路信号不含

有左路信号的内容。当然，要做到完全“纯净”是不大可能的，我们希望左、右路信号互串的量要尽可能少。为了表明左、右路信号互串的量值的多少，我们引进串音衰减和分离度的概念。

三、串音衰减

立体声广播与接收存在这样的问题，发射时只在一个通道加调制信号，接收时会在收音机两个通道上都能获得输出信号。发射机(或立体声信号发生器)的一个通道加有调制信号，收音机的两个通道输出的电压之比称作串音衰减。它是衡量左、右通道互串量值大小的一个参数。

大家知道,左、右通道音频调制信号从进入发射机(或立体声信号发生器)的编码器开始，直到收音机解码器输出的左、右路信号止，在这漫长的过程中，$(L+R)$ 信号与 $(L-R)$信号所通过的路程是不同的。在发射机的编码器处，兼容信号$(L+R)$直接通到调频调制器，而$(L-R)$ 信号却要通过平衡调制器后才能通到调频调制器。在收音机的解码器处，低通滤波器直接从鉴频器输出的复合信号中取出 $(L+R)$ 信号，$(L-R)$ 信号除了经过带通滤波器外，还要经过调幅检波器。$(L+R)$与$(L-R)$ 在整个传输的过程中所经的路径不同。另外，在传输的过程中，$(L+R)$与$(L-R)$ 的频率范围是不同的。$(L+R)$在音频范围，$(L-R)$ 却被移到超音频的范围。基于上述两个原因，解码器中的$(L+R)$与$(L-R)$ 之间存在着增益差与相位差。这样导致左路输出中含有部分右路信号，右路输出中含有部分左路信号。解码器输出的左、右路信号就不够“纯净”了。

以上大致分析了立体声收音机的左、右路输出信号中，

左(右)路信号中含有右(左)路部分信号的原因。理想情况，当在编码器处只有左路加调制信号，右路的调制信号为0时，应当只是收音机的左路有输出信号，右路输出信号应当为0，由于上述原因，结果右路的输出就不为0了。上述的增益差、相位差越大，此时右路的输出就越大。为表征左路信号串入右路的量值，可用串音衰减这个指标来衡量。

如果用U_L代表左路输出的电压，用U_R代表右路输出的电压，在编码器处只有左路加调制信号时，右路不加调制信号，此时左、右路输出电压表示为：$(U_L)_L$和$(U_R)_L$，则串音衰减表示为：

$$20\lg\frac{(U_L)_L}{(U_R)_L} \tag{3-5}$$

即一个通道加调制信号，两个通路输出电压之比为串音衰减：

四、分离度

分离度的意义与串音衰减的意义差不多，它可表示为下式：

$$20\lg\frac{(U_L)_L}{(U_L)_R} \tag{3-6}$$

其中$(U_L)_R$代表编码器右路加调制信号，左路不加调制信号时左路输出的电压。比较式(3-5)和(3-6)可知，二式不同的地方是分母。如果编码器，解码器做得完全理想，使$(U_R)_L=(U_L)_R$，则分离度之值等于串音衰减。

1. 分离度的测量

由于调频收音机标准中规定测量的是分离度。因此测量当中不要误把串音衰减当作分离度，即不要在编码器只加一

路调制信号的情况下，将测量出的左、右路输出电压之比作为分离度的值。而应当是在编码器处先给左路加调制信号，测量解码器左路输出的电压 $(U_L)_L$，然后给编码器右路加调制信号，还测量左路输出电压$(U_L)_R$；这两个电压之比才是我们需要的分离度。使用立体声信号发生器测量分离度是很方便的，将电压表接在收音机的左路输出上，按测试方法把需要的频偏、载波频率、射频输出信号电平预置好，然后将立体声信号发生器的“左”路按键按下，此时编码器左路加入信号，测量收音机左路输出电压。测完后，将立体声信号发生器的“右”路按键按下，此时编码器的右路加入信号，因为此时电压表还是接在左路输出，测量这时左路输出电压，两次测量的电压之比则是分离度。

2. 分离度对声像的影响

为了说明这个问题，首先看看分离度与串音衰减的关系。比较式(3-5)与式(3-6)可以看出，两式的分子相同，分母不同。

假设

$$(U_R)_L = k(U_L)_R \tag{3-7}$$

将式(3-7)代入式(3-5)：

$$\begin{aligned} 20\lg\frac{(U_L)_L}{(U_R)_L} &= 20\lg\frac{(U_L)_L}{k(U_L)_R} \\ &= 20\lg\left[\frac{(U_L)_L}{(U_L)_R}\cdot\frac{1}{k}\right] \\ &= 20\lg\frac{(U_L)_L}{(U_L)_R} + 20\lg\frac{1}{k} \end{aligned} \tag{3-8}$$

从式(3-8)可以看出：串音衰减等于分离度与 $20\lg\frac{1}{k}$ 之和。对于一个确定的解码器来讲，k 值是固定的，因此 $20\lg\frac{1}{k}$ 是固定的，因此串音衰减与分离度之间只差一个常数。二者之间关系极为密切，当 $k=1$，即 $(U_L)_R=(U_R)_L$ 时，串音衰减就等于分离度。

既然分离度与串音衰减之间有如此紧密的联系，我们就可以用串音衰减与声像的关系来代替分离度与声像的关系。假设串音衰减之值等于0，即 $(U_L)_L=(U_R)_L$。这相当于编码器仅在左路加调制信号，解码器两路输出相等的情况。而编码器仅有左路加调制信号，则相当于舞台上声源在最左边时，只有左话筒拾到声音信号，右话筒完全拾不到声音信号的情况。这时坐在与解码器联接的两个扬声器前面，觉得声像在两扬声器的中间。并且当声源在舞台上移动时，声像的位置毫无变化，永远觉得声像在两扬声器的中间，结果使得声像与声源的位置失去了对应关系，这种情况称为声像畸变。立体声广播失去了意义。

当串音衰减的值为无穷大时，在编码器仅有左路加调制的情况下，$(U_R)_L=0$。根据确定声像的正弦定律可知，声像角 θ 等于扬声器的半张角。声音完全来自左扬声器，声像在最左边(以左、右两个扬声器的位置为极限位置)。声像与声源的位置对应。当声源在左边但靠近中心线(以乐队指挥为中心)时，左、右两个话筒都能拾到声音信号，但左话筒拾到声音的信号强些，由于解码器的串音衰减为无穷大，解码器输出的左、右路信号之值将与话筒拾到声音信号的强度成正比，两扬声器发出声音的强度也与两话筒拾到的声音信号的强度成正比，因此可以断定声像在两扬声器连线偏左。声

像与声源位置对应。这时我们说声像没有发生畸变。只有不发生声像畸变的解码器才是好的解码器，其输出信号通过扬声器放出的声音听起来才有临场感。实际上，解码器的串音衰减既不会是无穷大，也不会为 0，其值在二者之间，因此声像或多或少地会发生些畸变。解码器的串音衰减越大，声像畸变越小，反之，畸变越大。由于分离度与串音衰减之间的关系极为密切，串音衰减对声像的影响就代表了分离度对声像的影响。

分离度与声像的关系如图3-20。图 3-20(*a*) 表示解码器的分离度为无穷大、编码器仅左路加调制信号的情况。此时声像 S' 的位置就是左扬声器所在的位置，声像角θ等于扬声器的半张角 φ。图3-20(*b*)表示了解码器的分离度不为零，但也不为无穷大，编码器仅左路加调制信号时，声像S''的位置。从图上可以看出，声像角 θ 小于扬声器半张角 φ，声像发生了畸变。图 3-20(*b*) 中两扬声器声音重放的效果就不如图 3-20(*a*)的效果好。

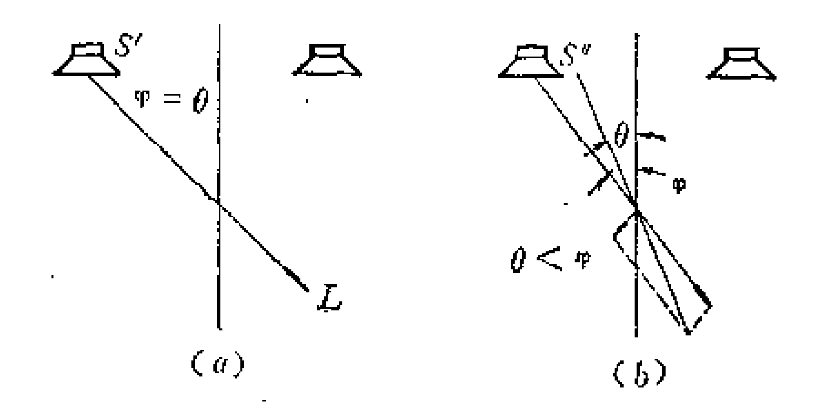


图 3-20　分离度对声像的影响

3. 影响分离度的因素

影响分离度的因素较多，下面着重介绍几个主要的因素。

1）主、副通道间的增益差、相位差对分离度的影响

在立体声广播与接收过程中，从编码器起到解码器止，和信号$(L+R)$与代表差信号的抑制载波双边带$(L-R)\sin\omega_s t$所走的路径是不同的。因此，$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$被放大的程度就有可能不同。如果称$(L+R)$经过的通道为主通道，$(L-R)\sin\omega_s t$经过的通道为副通道。那么，$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$由于经过的通道不同，放大的程度可能不同，这时，我们说主、副通道之间存在增益差。

由于$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$经过的通道不同，两个信号的频率范围又不同，可能导致$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$的包络线不同时过0。即$(L+R)$和$(L-R)\sin\omega_s t$的包络线不在同一时刻与时间轴相交。如果出现这种情况，我们说，主、副通道间存在着相位差。

主、副通道之间增益差对分离度有影响，相位差对分离度同样有影响。为了清楚起见，对上述因素逐个讨论，最后综合起来，看看相位差，增益差同时存在时对分离度的影响。

A）主、副通道间的增益不等，相位差为0的情况

假设发射机的编码器仅在左路有调制信号，右路的调制信号为0，复合信号的波形应当如图3-10(*a*)所示的那样。它是图3-9(*b*)和(*d*)相加的结果。这个复合信号波形的特点是，它的包络就是左路调制信号的波形。那么，收音机鉴频器的输出、解码器的输入波形也应当是图3-10(*a*)那样的波形。实际上，由于主、副通道的增益不等，$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$被放大的程度不同，结果使收音机解码器输入的复合信号波形变成了图3-21(*c*)那样的波形。它也是$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$相加的结果。图3-21(*a*)画的是$(L+R)$的

波形，(*b*)画的是$(L-R)\sin\omega_s t$的波形，从图3-21的(*a*)和(*b*)可以看出，$(L-R)\sin\omega_s t$包络线的幅值显然比$(L+R)$的幅值大。因此二者相加得到图3-21(*c*)所示的复合信号的波形，而不是图3-10(*a*)那样的波形。比较图3-10(*a*)与图3-21(*c*)的波形可看出，图3-21(*c*)复合信号的包络线是由振幅不等、相位相反而频率相同的两个正弦波组成。为了说明解码器输入端这种输入的复合信号对解码器输出的影响，我们一起看看图3-11复合信号的波形。

图3-11表示的是编码器左、右路同时加调制信号的情形。复合信号的波形如图3-11(*e*)所示，它的包络线分别是左、右路调制信号的波形。现在，图3-21(*c*)所示的复合信号的波形与图3-11(*e*)所示的复合信号波形情形相似，好像是在编码器除了左路有调制信号外，右路又加了一个与左路调制信号的频率相同、相位相反，振幅为ΔU_L的正弦信号。这个复合信号进到解码器里，当然解码器的左路、右路就都有信号输出，结果，分离度下降。如果编码器左路的调制信号L是一个正弦信号，即$L=U_L\sin\Omega_L t$，根据上述分析，由于主、副通道间存在着增益差，于是就相当于在编码器的右路加了一个$\Delta L=\Delta U_L[-\sin\Omega_L t]$的调制信号，如果解码器是理想的，即编码器本身不会发生左、右路信号互串的现象，它左、右路输出的音频信号电压仅正比于编码器的左、右路输入信号电压，因此，在这种情况下，解码器的左、右路输出信号电压分别为kU_L和$k\Delta U_L$，k为比例系数。串音衰减为

$$20\lg\frac{(U_L)_L}{(U_R)_L}=20\lg\frac{kU_L}{k\Delta U_L} \qquad (3-9)$$

式(3-9)中用振幅代表电压。由于左路调制信号L和等

效的右路调制信号 ΔL 都是正弦波，正弦信号电压通常用有效值表示，由于振幅与有效值之比等于$\sqrt{2}$，所以式(3-9)中的振幅之比就等于有效值之比，即电压之比。

从式(3-9)看出，主、副通道的增益差越大，则$k\Delta U_L$就越大，串音衰减越小，分离度也就越小。反之，主、副通道间的增益差越小，$k\Delta U_L$ 越小，串音衰减越大，分离度也就越高。

如果 $(L-R)\sin\omega_s t$ 的包络线的幅值小于 $(L+R)$ 的幅值，这同样是由于主、副通道间存在着增益差的缘故，同样会使串音衰减和分离度下降。不过此时复合信号的波形就与图 3-21(c) 不同了。读者可根据上述分析，自己画出此时复合信号的波形图来。

除了在编码器中存在着主、副通道的增益差以外，收音机的鉴频器中也存在着主、副通道的增益差。如图3-22所画的曲线，这是鉴频器输出电压与频率关系的曲线。频率从 0～19kHz 的范围内，鉴频器的输出电压基本不随频率改变而改变。当频率高于23kHz 时，输出电压将随频率的增高而下降。频率越高，输出电压下降得越多。因为$(L-R)\sin\omega_s t$的频率范围在23kHz 以上，所以通过鉴频器时受到较大的衰减，$(L+R)$则基本未衰减。结果使得$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$ 包络线的幅值不等，合成信号的波形有如图 3-21(c) 那样的性质(波形图中未画)。因此，编码器仅有左路加调制信号的情况下，由于鉴频器频率特性的影响，使解码器输入复合信号中出现了ΔU_L的成份。结果解码器的分离度下降。

如果用 G_{L+R}代表主通道的增益(从编码器的输入端起至解码器的输出端止这一过程的增益)，用 G_{L-R}代表副通道的增益(意义同 G_{L+R})，那么分离度 S 值根据计算为：

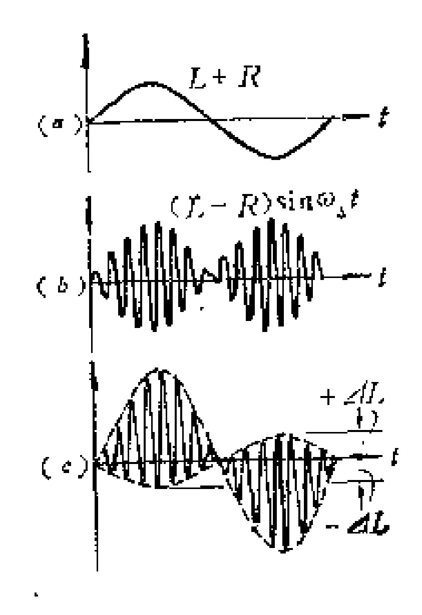


图 3-21 解码器的输入复合信号波形

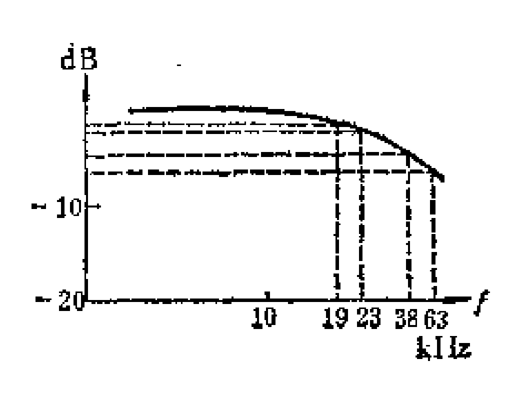


图 3-22 鉴频器的幅-频特性

$$S = 20\lg\frac{G_{L+R}+G_{L-R}}{G_{L+R}-G_{L-R}} \tag{3-10}$$

从式中可以看出，G_{L+R}与G_{L-R}差得越多，分离度 S 值就越小，反之，S 值越大，当$G_{L+R}=G_{L-R}$时。$S\to\infty$。与前面定性分析，结果是一致的。

B) 主、副通道的相位差不为0，增益差为0的情况

$(L+R)$ 通过主通道时有一定的相移，代表 $(L-R)$ 的 $(L-R)\sin\omega_s t$ 信号通过副通道时也有一定的相移。由于 $(L+R)$与 $(L-R)\sin\omega_s t$ 的频率范围不同，$(L+R)$ 与 $(L-R)\sin\omega_s t$ 包络线的相移不同，结果复合信号的波形发生了变形，如图3-23所示。图(a)是$(L+R)$的波形，(b)是 $(L-R)\sin\omega_s t$ 的波形。显然，$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$ 的包络线不同时过0，二者之间存在着相移。这时鉴频器的输出、解码器的输入波形如图3-23(c)所示。从图 3-23(a)、(b) 可知，

这是编码器只有左路加调制信号的情形。但是，由于主、副通道间存在相位差，复合信号的波形却相当于在编码器的右路又加一个调制信号，它的幅值随着$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$包络线之间的相位差变化而变化。相差越大，其幅值越大，相差越小，幅值越小。这个幅值与分离度有直接关系。因此，相位差的大小就直接影响分离度。下面结合鉴频器相频特性说明，在主、副通道增益差为0时，相位差对分离度的影响。

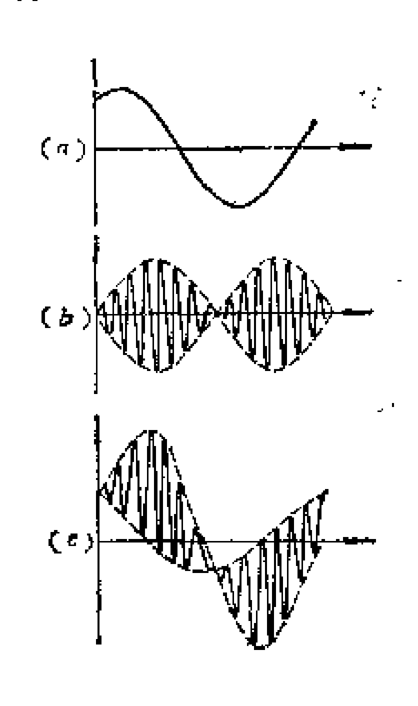


图 3-23　相位差不为0时复合信号的波形

鉴频器的相-频特性曲线如图 3-24 所示。从图 3-24 可以看出，频率在 0～15kHz 范围内，所有的信号，它们彼此间不产生相移。频率高于15kHz 的所有信号之间的相移，随着频率的增高，它们之间的相移增大。因为$(L+R)$的频率低于 15kHz，$(L-R)\sin\omega_s t$的频率高于23kHz，因此，$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$之间不再保持编码器输出时，$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$之间的相位关系，它们之间的相位差变大。$(L-R)$从$(L-R)\sin\omega_s t$中解调出来，$(L+R)$与$(L-R)$之间也不再保持编码器矩阵电路输出时，$(L+R)$与$(L-R)$之间那样的相位关系。$(L+R)$与$(L-R)$之间发生了相移。如果这个相移用$\Delta\phi$表示，据计算结果可知，此时解码器的分离度 S为：

$$S = 20\lg\frac{\sin\Delta\phi}{1-\cos\Delta\phi} \qquad (3\text{-}11)$$

相移 $\Delta\phi$ 的求法。

式(3-11)中 $\Delta\phi$ 代表$(L+R)$与$(L-R)$之间的相移。因为$(L+R)$的频率范围在 0～15kHz 之内，它本身的相移可以直接从图 3-24 鉴频器的相-频特性曲线查出。而 $(L-R)$ 信号是调制副载波，并将其抑制掉变成 $(L-R)\sin\omega_s t$ 而存在的，频率从0～15kHz 移到了23～53kHz 的频率范围内。从图3-24曲线上只能查出 $(L-R)\sin\omega_s t$ 自身的相移，而无法查出 $(L-R)$ 的真正相移。这时只有根据图3-24的曲线及计算求出 $(L-R)$ 的真正相移。下面举一个简单的例子来说明这个问题。

假设在编码器的左路加调制信号，右路不加调制信号，并且设左路调制信号的频率是15kHz 的正弦信号。$(L+R)=L$，这是个音频信号，经过鉴频器后自身的相移可直接从曲线上查出，这里相应值是18°。$(L-R)\sin\omega_s t=L\sin\omega_s t$ 的相移也可以从图3-24的曲线上查出，因为 $L\sin\omega_s t$ 是个抑制载波双边带信号，它由上边带和下边带构成。因为副载波的频率是 38kHz，L信号的频率是15kHz，所以$L\sin\omega_s t$ 上边带的频率是38＋15＝53kHz，查图 3-24 曲线，相移为58°，这58°的相移包括38kHz的相移 ϕ 和音频信号$(L-R)=L$本身的相移θ，即$\phi+\theta=58°$。下边带的频率为：38－15＝23kHz，查曲线可知，下边带相移为30°，这里面同样包括副载波38kHz 的相移ϕ和L

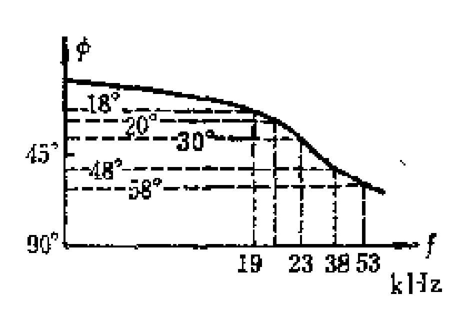


图 3-24 鉴频器的相-频特性

本身的相移θ。不过此时θ为负值，即$\phi-\theta=30°$。这时可列如下方程组：

$$\begin{cases}\phi+\theta=58° & (3\text{-}12)\\ \phi-\theta=30° & (3\text{-}13)\end{cases}$$

解此方程组得出：

$\phi=44°$，$\theta=14°$。这14°是$L-R=L$信号真正的相移。$(L+R)=L$的相移为18°；因此，$(L+R)$与$(L-R)$之间的相移是18°－14°＝4°，将此相移值代入式(3-14)便可求出与此相移相应的分离度的值。

C）主、副通道的增益不等、相差不为0时的情况

这里介绍的情况是一般情形。主、副通道的增益不等，相差不为0是实际存在的。下面通过求出此种情况下的分离度之值就可以看出增益差、相移都存在时对分离度的影响。

如图3-25所示；根据图中向量求出$(L+R)$与$(L-R)$之值。

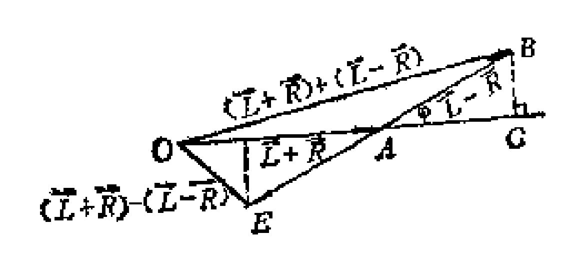


图 3-25　用向量图求分离度值

图中$\overrightarrow{OA}$代表L信号的向量，$R=0$；设主通道的增益为G_{L+R}，$G_{L+R}L$则代表主通道信号波放大后之值，$G_{L-R}L$代表副通道信号被放大后之值。从B点作$\overrightarrow{OC}$的垂线，求$\overrightarrow{OB}$的长度，它代表$(L+R)+(L-R)=2L$解码器左路输出电压之值，$\angle BAC=\Delta\varphi$代表$(L+R)$与$(L-R)$之间的相移。从E点作$\overrightarrow{OC}$的垂线，线段$\overrightarrow{OE}$的长度代表$(L+R)-(L-R)=2R$解码器右路输出电压之值。将$\overrightarrow{OB}$、$\overrightarrow{OE}$的绝对值相除，得到的值就是既有增益差存在、又有相移存在的条件下分离度之值，经计算可以得出，分离

度 S之值为

$$S=20\lg\frac{\sqrt{G_{L+R}^{2}+G_{L-R}^{2}+2G_{L+R}\cdot G_{L-R}\cdot\cos\Delta\varphi}}{\sqrt{G_{L+R}^{2}+G_{L-R}^{2}-2G_{L+R}\cdot G_{L-R}\cdot\cos\Delta\varphi}} \qquad (3\text{-}14)$$

当$\Delta\varphi=0$即主、副通道的相移为零时，影响分离度之值的是主、副通道间的增益差。此时分离度 S 值为：

$$S=20\lg\sqrt{\frac{G_{L+R}^{2}+G_{L-R}^{2}+2G_{L+R}\cdot G_{L-R}}{G_{L+R}^{2}+G_{L-R}^{2}-2G_{L+R}\cdot G_{L-R}}}$$

$$=20\lg\frac{G_{L+R}+G_{L-R}}{G_{L+R}-G_{L-R}}$$

当$G_{L+R}=G_{L-R}$ $\Delta\varphi\neq0$的情况，此时影响分离度值的就是主、副通道间的相移$\Delta\varphi$之值。

此时分离度的值为：

$$S=20\lg\sqrt{\frac{G_{L+R}^{2}+G_{L-R}^{2}+2G_{L+R}G_{L-R}\cos\Delta\varphi}{G_{L+R}^{2}+G_{L-R}^{2}-2G_{L+R}G_{L-R}\cos\Delta\varphi}}$$

$$=20\lg\sqrt{\frac{1+\cos\Delta\varphi}{1-\cos\Delta\varphi}}$$

$$=20\lg\sqrt{\frac{(1+\cos\Delta\varphi)(1-\cos\Delta\varphi)}{(1-\cos\Delta\varphi)(1-\cos\Delta\varphi)}}$$

$$=20\lg\frac{\sin\Delta\varphi}{1-\cos\Delta\varphi}$$

综上所述，$G_{L+R}\neq G_{L-R}$ $\Delta\varphi\neq0$是一般的情况，而$G_{L+R}\neq G_{L-R}$ $\Delta\varphi=0$ 及 $G_{L+R}=G_{L-R}$ $\Delta\varphi\neq0$仅是本节讨论问题中的特殊情况。

2）再生副载波的影响

这个问题分两种情况讨论。

A）对矩阵解码器的影响

在介绍编码器时已经谈过，要用同一载波传送$(L+R)$信

号和$(L-R)$信号。而这两个信号都在音频范围。所以让$(L-R)$信号以调幅的方式调制38kHz，而该副载波又不传送信息，所以将副载波抑制掉。这样，$(L-R)$信号就以抑制载波双边带的形式存在。在立体声收音机解码器处，只有将$(L+R)$与$(L-R)$信号进行矩阵运算才能得到独立的左路L信号和右路R信号。为此，必须把$(L-R)\sin\omega_s t$中的$(L-R)$信号解调出来。但是只有$(L-R)\sin\omega_s t$还不能把$(L-R)$信号解调出来，还必须把$(L-R)\sin\omega_s t$先变成调幅波。所以立体声收音机本身要产生一个38kHz副载波，要求再生副载波与解码器中的$(L-R)\sin\omega_s t$之间的相位关系要和编码器中的38kHz副载波与$(L-R)\sin\omega_s t$之间的相位关系一致。这时检波出来的$(L-R)$信号幅值才不会小。图 3-26(a)画出了编码器中的38kHz副载波与$(L-R)\sin\omega_s t$之间相位的正确关系，图 3-26(b)画出了解码器中再生38kHz与$(L-R)\sin\omega_s t$之间正确的相位关系。

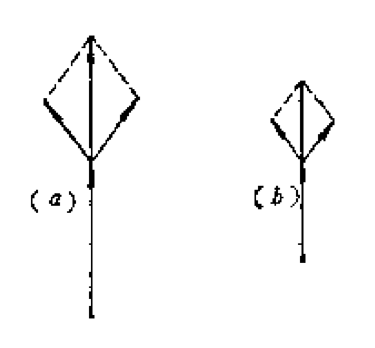


图 3-26　副载波与边带的正确相位关系

从图中看出，无论是编码器中还是解码器中，两边带的和向量永远和各自的副载波向量方向一致。这样解码器中解调出的$(L-R)$信号之幅值才不会变小，它与$(L+R)$在矩阵电路中运算后才不会使分离度下降。

实际上，在整个复合信号$(L+R)+(L-R)\sin\omega_s t+P\sin\frac{1}{2}\omega_s t$的各个成分中，频率是各不相同的，在整个传输过程中，它们各自的相移也不一定成比例，结果使解码器中的再生38kHz副载波与$(L-R)\sin\omega_s t$

之间的相位关系不再和编码器中38kHz副载波与$(L-R)\sin\omega_s t$的相位关系一致，如图3-17所示。这时两边带向量之和向量$\vec{C}$与再生副载波向量$\vec{C'}$之间有个夹角θ，此时边带向量之和的振幅由$|\vec{C}|$变成了$|\vec{C'}|$。由于$|\vec{C'}|<\vec{C}$，就是说由于$(L-R)$的幅值变小，造成$G_{L+R}>G_{L-R}$的结果，最后导致分离度下降。

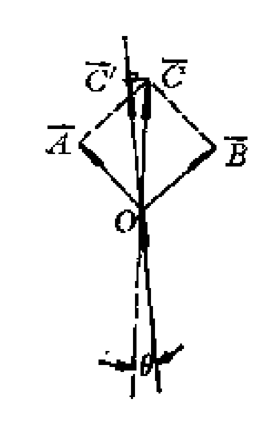


图 3-27　再生副载波的相位不正确

B）对开关解码器的影响

再生副载波与$(L-R)\sin\omega_s t$之间的相位关系同样影响着开关解码器的性能。图3-28画出了一组开关解码器的波形。图3-28(a)、(b)、(c)、(d)画的是，开关二极管导通角为180°再生副载波相位正确时开关解码器各部分的波形。图(a)是解码器输入复合信号波形。图(b)为开关信号波形。图(c)是左路输出的波形，这个波形将高频成分滤去后就得到了真正需要的左路音频信号。图(d)为右路输出的波形，这是串入右通道的信号，滤去高频成分后便得到了右路输出的音频信号。

图3-28(e)、(f)画的是再生副载波相位不正确时的开关信号和串入右路信号的情形。从图(f)看出，在二极管导通角不变的情况下，由于再生副

图 3-28　开关解码器波形

载波的相位不正确，结果使串入右路的成分增加，滤去高频后，右路输出的音频信号幅度增加，分离度下降。

此外，开关二极管的导通角的大小对分离度也有很大影响，有关此问题请看后面附录。

五、立体声收音机线路分析

图3-29是立体声收音机线路图的一部分，它包括射频放大器、中频放大器和立体声解码器电路。这里只分析调频部分的工作原理。

双栅场效管 BG_1 组成射频放大器，BG_1 采用共源极接法。源极电阻 R_4 是自给栅偏压电阻。电阻 R_3、R_6 组成分压器，为 BG_1的第一栅 G_1提供固定栅偏压。第二栅 G_2的偏置由调频收音机的自动增益控制 AGC 电路供给。BG_1 的负载是$C_{1C}/\!/C_{1D}/\!/C_5$和 L_2组成的调谐回路，利用电感电容谐振特性取出所需要的电台信号，该信号通过电容 C_8 耦合到变频管 BG_2的发射极，作为变频器的一个输入信号。在变频管 BG_2的输入端并联一个由 L_3和 C_9组成的串联谐振回路，其作用是抑制调频中频10.7MHz 信号，提高中频抑制能力。

晶体管 BG_2 又作为振荡管，它与电感线圈 L_4、C_{15}、C_{16}、C_{1E} 及变容二极管 CR_1、C_{10}、C_{12}构成电容三点式振荡器，振荡器的输出电压又通过 C_{10}耦合到 BG_2的发射极，与高放输出的信号在 BG_2内混频，其输出就是10.7MHz 中频信号，然后通过变压器 B_{201}把此中频信号加到 10.7MHz 陶瓷滤波器 Y_{201} 的输入端，输出端加到调频中放 IC_{201} 的输入端1 脚上。中放IC_{201}的输出接到第二个10.7MHz陶瓷滤波器Y_{202}的输入端，Y_{202} 的输出端与调频限幅器、鉴频器 IC_{202} 连接。图中的两个陶瓷滤波器Y_{201}和Y_{202}的作用是调整整个收

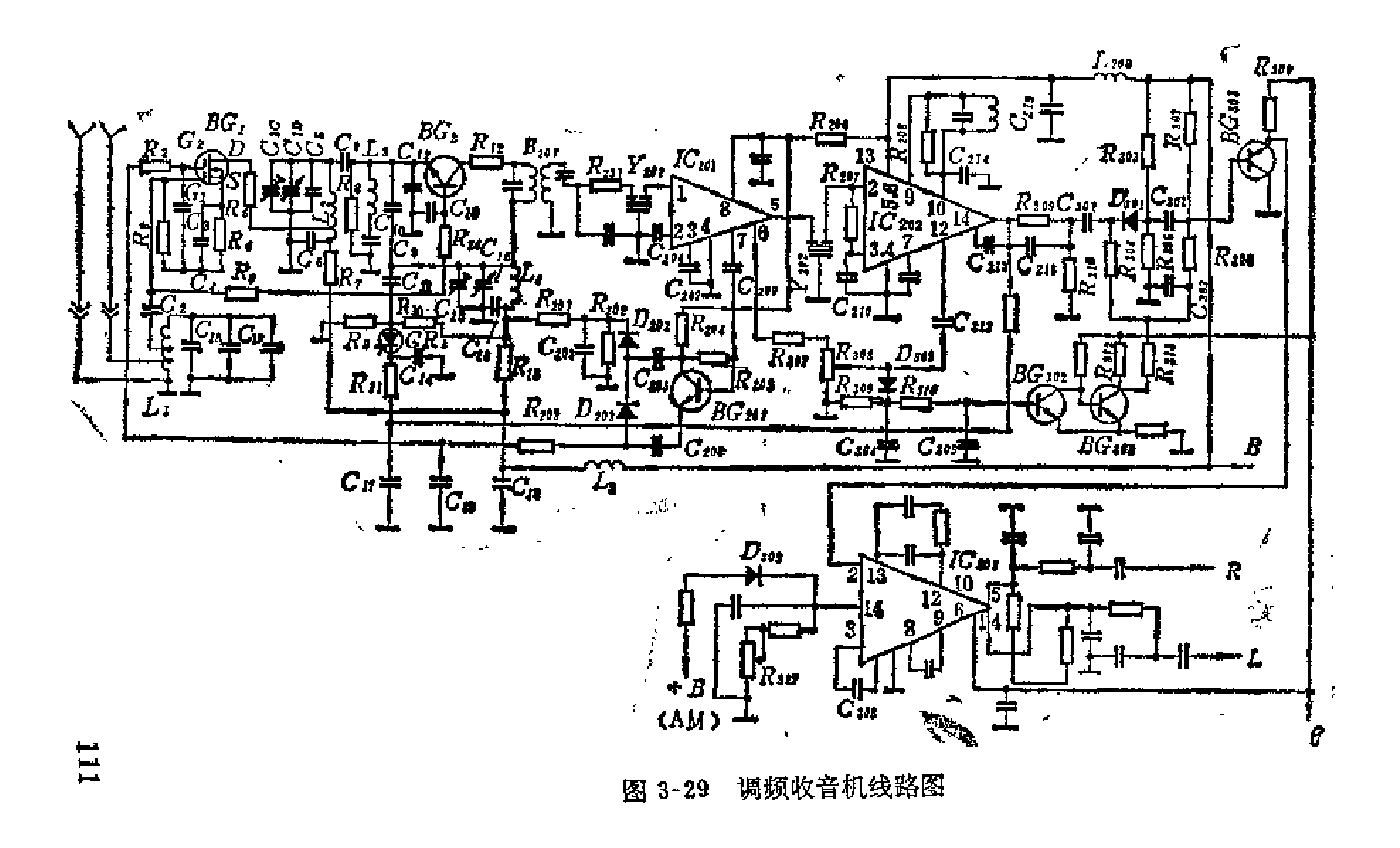


图 3-29　调频收音机线路图

音机的带宽和选择性的。限幅器、鉴频器的输出端是8脚，8脚输出的是立体声复合信号，该信号主要通过D_{301}这个路径后加到静噪缓冲器BG_{301}的基极上，这是个射极输出器，主要用来连接D_{301}与立体声解码器IC_{301}，BG_{301}的射极输出信号是IC_{301}的输入信号，立体声解码器将来自BG_{301}的复合信号解码，最后得到了所需要的左路L和右路R信号。IC_{301}是个锁相环立体声解码器，关于它的工作原理前面已经介绍过了，这里仅就几点作一解释。连接在8、9、12和13脚之间的元件用来调整低通滤波器的频率响应。3、11脚之间的电容C_{308}把19kHz导频信号耦合到集成电路内部的锁相环电路。与14脚相连的网络用于调节锁相环压控振荡器的振荡频率。当AM部分与+B相连接时，D_{303}导通，并产生一正电压加到14脚上，结果使振荡频率为76kHz的压控振荡器停振，避免了压控振荡器的各次谐波对所接收调幅信号的影响。

图3-29中还画出了自动频率控制AFC、自动增益控制和静噪等电路。

自动频率控制

图中的变容二极管就起自动频率控制的作用。限幅器、鉴频器IC_{202}的输出端8脚的直流成分控制变容二极管的偏置电压，从而控制变容二极管CR_1的电容量，达到自动频率控制的作用。

自动增益控制

晶体管BG_{201}构成自动增益控制放大器。调频中放IC_{201}的“7”脚输出一个取样信号，它加到BG_{201}的基极上。BG_{201}将此取样信号放大，经过电容C_{205}和C_{206}耦合到二极管D_{202}和D_{203}。二极管D_{202}和D_{203}构成倍压检波器，倍压

检波器的输出电压值与被放大的中放取样信号的幅值有关，这个倍压检波的输出信号通过 R_{203} 和 R_2 加到射频放大器 BG_1 的第二栅上。R_{15}、R_{201}和 R_{202}组成的分压器，给倍压检波器的一个二极管 D_{202}的阴极加一个固定偏值，BG_1的第二栅的初始电压值为5.6伏，当 AGC 放大器BG_{201}的集电极有信号输出时，倍压检波器就产生一个负电压，它迫使BG_1的第二栅 G_2的电压下降，达到自动增益控制的目的。

静噪

当收音机调谐到某一电台时，收音机输出的是音频信号，噪声相对来说很小，被有用信号掩蔽，当从一个电台调到另一个电台时，在调谐的过程中收音机的噪声就显得很突出，为此收音机设有静噪电路。使得从一个电台调到另一电台的过程中，收音机很“安静”，几乎没有噪声输出。图3-29中的晶体管 BG_{302}、BG_{303}就是用来静噪的放大器。

集成电路 IC_{202}输出的是立体声复合信号，输出端是 8 脚。当收音机失谐的时候，8 脚输出的就不是立体声复合信号了，而是噪声。在 8 脚与14脚之间用电容 C_{213}连接，8 脚输出的噪声电压通过 C_{213} 加到 IC_{202} 内部的噪声放大器。IC_{202} 的12脚输出的就是被放大了的噪声电压。这个噪声电压通过电容 C_{212}加到二极管 D_{302}上。二极管 D_{302} 将此噪声电压整流，通过电阻加到三极管BG_{302}的基极上。三极管BG_{302}和BG_{303} 构成直接耦合式直流放大器。BG_{302}导通，集电极电压下降，BG_{303}关闭，BG_{303} 的集电极电压升高，使二极管 D_{301}处于反向偏置而关闭。8 脚的噪声电压无法通过二极管 D_{301}，当然也就无法将噪声电压加到 BG_{301} 的基极上。BG_{301}无噪声输出，立体声解码器IC_{301}的输入端也无噪声输入，输出端 5 、4 也无噪声输出。因此，在调谐过程

中，收音机的扬声器就不会有很响的噪声输出，达到静噪的目的。

虽然 IC_{202} 8 脚的噪声电压还有可能通过 R_{304} 和 R_{306} 加到 BG_{301}的基极。但是 BG_{303}处于关闭状态，BG_{301}的基极电位提高，基极和发射极之间的偏置下降，BG_{301}也处在近于关闭的状态，8 脚输出的噪声在通过 BG_{301} 时会受到很大衰减。

第四章　调频、调频立体声收音机故障分析与排除

现在的收音机，有很多是既有调幅波段，又有调频波段。有关调幅收音机的故障分析与检修已有很多专著，这里就不再赘述了。本章只介绍调频收音机的修理。

关于调频收音机的修理，这里打算分成两部分介绍：单声道调频收音机的故障分析与排除；立体声调频收音机的故障分析与排除。

第一节　单声道调频收音机的故障分析与排除

调频收音机和调幅收音机，从原理上讲，二者虽然有很大的区别，但从线路的设计来看，两种接收方式的线路板中的电源却是公用的。低频电压放大和功率放大也是公用的。一个调频、调幅立体声收音机，低放部分虽然是两个声道，但在接收调幅广播及调频单声广播时，调幅检波器输出的音频信号或调频鉴频器输出的音频信号都由立体声收音部分的两路低放、功放放大。不过这时两路输出都完全相同，根据第三章讲的立体声原理，此时听起来却是单声道的声音。因此，低放和功放是调频、调幅及立体声收音机公用的部分。

另外，调幅的中频放大器与调频的部分中频放大器（本文中，调幅第一、第二中放与调频的第一、第二中放公用。此

外，调频还有第三中放）是公用的。

根据上述的这些特点，在判断收音机的故障时就可以利用这些特点。如调频、调幅收音机的调幅接收部分工作正常，调频接收部分出了故障，此时说明调幅中放、即调频的第一、第二中放和低放、功放都工作正常，因此调频的第一、第二中放、低放、功放就根本不用检查。同时因调幅接收正常，整机的电源也不用检查，当然调频的供电部分是要检查的。总之，根据这些特点可以很快地把故障点找到。下面针对几种常见的故障进行分析，找出排除故障的办法。

一、调幅部分正常、调频部分完全不工作

一个调频、调幅收音机，当接收调幅广播时，收音机的工作是正常的。但是，当接收调频波段时，声音全无。显然，与调幅公用的部分工作是正常的，故障肯定出在调频接收本身的某一级。调频的高频放大器、变频器、第三中放及鉴频器有了毛病都会导致调频接收时全无声。此外调频部分的供电不正常也会使收音机的调频部分完全无声。因此，对于收音机的调幅部分工作正常，调频部分完全不工作这种故障的检查程序是：首先检查收音机的调频部分的直流供电是否正常，如果供电正常，这时就要检查鉴频器和调频的第三中放工作是否正常。如果它们的工作也都正常的话，最后就要检查调频的高频部分——混频器、振荡器和射频放大器的工作是否正常。确定问题出在哪一级后，用电压-电阻法找出有故障的元件。

例1

为了说明上述这个程序，设收音机的调幅部分工作正常，调频接收时，扬声器仅有“嘘嘘声”。按上述程序首先检查调

频高频部分的电源，参看图4-1。

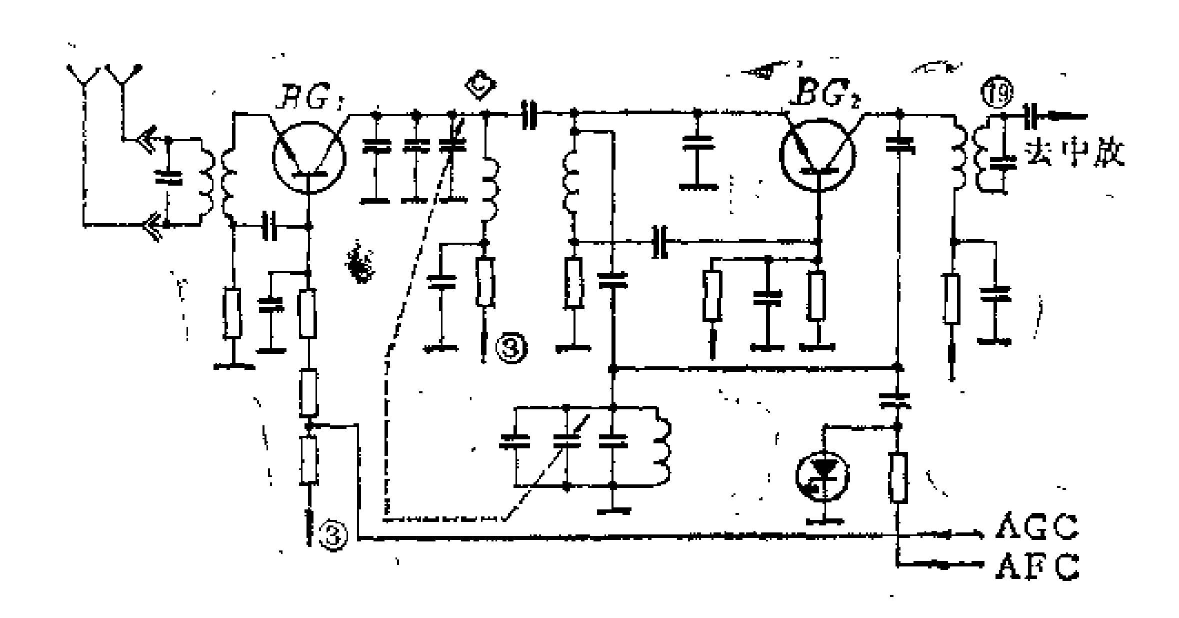


图 4-1 收音机调频高频部分原理图

图中的③点是调频高频部分的电源，若检查后此电源电压正常，说明调频高频部分的供电是正常的。这时要检查鉴频器是否有信号输出。图4-2画出了调频中放和鉴频器原理图。把示波器接到图4-2的⑥点，观察⑥点的波形，⑥点在图4-2中的比例鉴频器附近。如果示波器上没有信号波形出现，则应把示波器接到调频第三中放的集电极，观察第三中放是否有信号输出。如果BG_6的集电极仍没有信号输出，把示波器继续往前移，用示波器观察BG_6的基极是否有信号输入。如果波示器上出现很大噪声，则把收音机调谐到某个已知的调频电台的频率上。若这时BG_6的基极上输入的信号在示波器上出现了，则初步判断可能是晶体管BG_6出了毛病。为此测量一下晶体管BG_6的直流工作电压，并将此电压与该晶体管的正常工作电压进行比较，判断元件是否有故障。

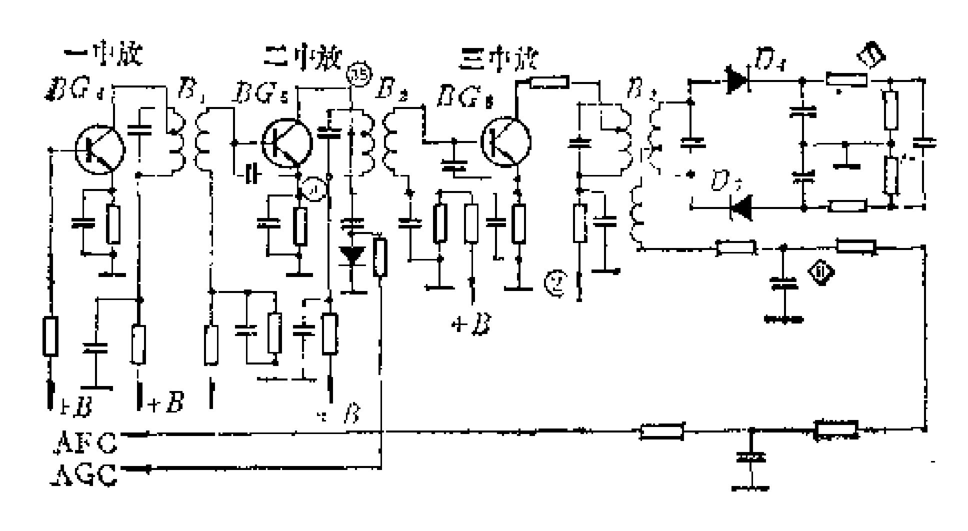


图 4-2 调频中放、鉴频器电原理图

晶体管BG_6直流工作电压测试数据如表4-1所示。

表 4-1 调频第三中放管的实测工作电压与正常工作电压

BG_6	工作点电压之测量值(伏)	正常值(伏)
c	4.5	7
b	2.3	2.2
e	3.8	1.6

从表4-1可以看出，发射极的电压升高了，b-e之间的正向偏压变成了反向偏压，同时集电极电压值下降，这些现象说明c-e之间的漏泄电流太大。将此晶体管拆下来，测量管脚之间的电阻，测量结果表明晶体管BG_6是损坏了，更换新的晶体管，收音机的调频部分工作恢复正常。

在更换完晶体管BG_6后，还要仔细检查该收音机调频部分的灵敏度、选择性等几项指标是否符合有关标准的规定。如果不符合标准要求，则要对整机进行统调。

应当指出，调频收音机或调频、调幅收音机的调频部分，

如果其中频放大器或高频部分更换一个元件，这时就要对整机进行测量。如果接收性能变坏就要对整机进行调整。关于整机的调整将在本节的最后部分介绍。

例2

仍用上面的例子，现在假设晶体管BG_6的基极也没有信号出现，这样就无法判断调频第三中放的工作是否正常，于是逐级往前检查，由于该收音机的调幅部分的工作是正常的，因此调频、调幅共用的中放就不必检查了，只需在调频变频器的输出端注入一个10.7MHz的调频信号，这时看看扬声器是否有音频输出。为此，用一个调频信号发生器在图4-1的“⑲”点处加一个10.7MHz的调频信号。注意！为减小信号发生器的负荷，应在其输出端串一个10kΩ的电阻后再与变频器的输出端“⑲”点连接。如果此时能听到扬声器输出的音频信号，则表明调频收音机的第三中放工作是正常的，很可能是调频收音机的高频部分发生了故障，否则调频收音机不会不工作。为此将信号发生器输出的10.7MHz调频信号加到射频放大器的输出端，如图4-1的◎点处，若扬声器发生了音频信号的声音，表明变频级的工作是正常的，应到本振和高放中查找故障点。为此在图4-1的◎点处加调频信号，不过此时加的调频信号其频率为98MHz。为此，调节信号发生器的频率到98MHz，调谐收音机也使其指针指到98MHz。若扬声器没有声音输出，初步判断本振出了问题。测量晶体管BG_2的直流工作电压，为正确判断故障提出依据。BG_2的直流工作点的电压测试数据如表4-2所示。

测量的结果表明，晶体管$c-e$之间的漏泄比较大。更换新的振荡管BG_2，收音机的调频部分工作恢复正常。

注意，更换完BG_2之后还要检查收音机调频的灵敏度。

表 4-2 振荡管的实测管脚电压与正常工作电压

BG_2	工作点电压测量值(伏)	正常值(伏)
c	9	9
b	2.3	2.2
e	3	1.6

选择性等项指标，如果这些指标不符合有关标准所规定的值时，还要对整机进行调整。

二、接通电源时有"噗噗声"，但调频、调幅波段都不工作

当接通收音机的电源时，扬声器就发出"噗噗声"，但无论是接收调幅广播还是接收调频广播，都没有声音输出，即调频、调幅波段都不工作。从电源接通时扬声器发出的"噗噗"声可知，该收音机的功率放大器及其供电都是正常的，而调频、调幅波段都不工作，说明问题很可能是出在共用的中放部分或前置电压放大部分或是出在它们的供电部分，调频、调幅的高频部分则不是主要的怀疑对象。这是因为收音机的调频、调幅之高频部分是分开的，二者同时都出毛病的几率是比较小的，而一旦共用的中频放大器，前置电压放大器以及它的供电部分出了问题，就会使调频、调幅都不工作。这种故障的检查程序如下：

首先检查中放、前置电压放大器的电源是否正常。如果供电部分的工作是正常的，这时就要检查前置电压放大器是否出了毛病。最后再检查中放。当找到故障出在哪一级后再用电压-电阻法找出有问题的元件。应当指出，在检查中放

时，由于这是调频、调幅的共用中放，所以收音机既可以工作在调频波段，又可工作在调幅波段。为说明以上检查的程序，请看下面的例子。

例3

如图4-1，图4-2所示的这个收音机，假设这个收音机的调频、调幅部分都不工作。按上述检查的程序，收音机工作在调频、调幅波段都是允许的，现在使收音机工作在调幅波段。首先检查图4-2中②点处的电压。这是共用中放和前置电压放大器的电源。若检查结果表明，电源电压正常，则检查前置电压放大器的工作状况。为此在调幅检波器的输出端输入一个信号（如用手握住一个小改锥的金属部分，并使其接触调幅检波器的输出端代替在此处输入的音频信号）。如果扬声器放出50Hz的交流声，则说明此前置电压放大器的工作是正常的。否则问题就出在前置电压放大器处。如果前置电压放大器工作正常，那么就要用示波器观察第二中放管BG_5集电极的波形（因为现在是工作在调幅状态，第三中放就没接在线路中，因此只检查BG_5的工作情况）。此时在示波器上观察不到BG_5集电极的输出信号波形。把示波器再接到BG_5的基极，观察BG_5的基极处是否有信号输入。此时示波器上会出现噪声，当把收音机调到某一电台的频率上时，示波器上出现了调幅信号。这样看来，可能是BG_5损坏了。测量BG_5各管脚电压。表4-3列出了BG_5各管脚的实测电压值及正常电压值。

表4-3 第二中放管的实测管脚电压与正常工作电压值

BG_5	工作点电压的测量值(伏)	正常值(伏)
c	0	9
b	1.7	2
e	1	1.4

表4-3中BG_5集电极电压为0伏，可见，集电极没有加上直流电压。为此测量BG_5集电极和36点之间的电阻，结果发现这两点间的电阻值很大，显然二中放中周B_2的初级处于开路状态。将此变压器从电路中拆掉，修复后再接到电路中，收音机的调频、调幅波段工作恢复正常。

三、调幅正常、调频灵敏度低

收音机的调幅部分工作正常，但频调部分却只能接收到本地的强电台信号，这说明调频部分的灵敏度下降了。由于收音机整机增益主要是由中放的增益来决定的，因此灵敏度低很可能是调频中放出了毛病，此外，高放的增益下降及噪声系数上升也会导致整机灵敏度下降。根据前面对噪声系数的分析可知，决定收音机灵敏度的不仅是整机增益，机内、机外噪声的大小也影响灵敏度。高放是整机的第一级，它的噪声系数及放大倍数对整机的噪声系数影响极大。因此，即使中放的增益不变，如果高放的噪声系数变大或放大倍数降低，整机的灵敏度也会下降，因此，当灵敏度下降时，高放出问题的可能性最大。这类故障的检查程序如下：

首先检查整机调频中放的增益，检查步骤与检查调幅收音机中放增益的步骤相似。使用信号发生器检查每级中放是否有足够的增益。如果信号发生器的输出电平是已知的，向调频第一中放输入10.7MHz的中频调频信号，此时扬声器就有一定功率的音频信号输出。为使该音频输出达到标准功率，相应的信号发生器就要给第一中放注入一定电平的中频调频信号。如果输入的中频调频信号的电平高于正常值，(由于第一、二中放是调频、调幅共用的部分，现在调幅部分收音正常，说明第一、二中放是正常的)。下面就应当检查调频

第三中放。如果此中放工作也正常，就要检查调频接收的高放。如果所使用的信号发生器之输出电平是未知的，此时就要先检查调频第三中放，当确知第三中放没问题后，接着再检查高放。下面举个例子。

例4

如图4-2。设此收音机的调幅部分工作正常，调频接收的灵敏度低。

首先检查调频部分供电电源+B的电压是否正常。如果此电压符合原电路的要求，这时将一个输出电平未知的调频信号加到调频第三中放管的集电极，频率为10.7MHz，频偏为22.5kHz。此时若扬声器发出的声音较小，则将信号发生器的输出信号加到第三中放BG_6的基极。若此时扬声器发出的声音大一些了，则减小信号发生器的输出电平。再将它加到第二中放管BG_5的基极，此时扬声器的声音又大些，再减小信号发生器的输出电平，减小的量值等于第一次减小的量值。然后将这个中频调频信号加到第一中放管BG_4的基极。此时扬声器如果发出的声音与以前相同，这样就可以认为各级中放的增益基本相等，工作是正常的。可以初步判断故障可能出在高频部分。

经验表明，高放是主要的怀疑对象。因此一般先不检查混频器和振荡器，而是把信号发生器工作频率调整到98MHz，将此信号加到图4-1中的Ⓒ处，即高放管BG_1的集电极上。与此同时，收音机也调谐到98MHz。调整信号发生器的输出电平，使扬声器发生的声音不要过大。保持此信号发生器的输出电平不变，将它加到高频放大器晶体管BG_1的输入端即发射极上。结果扬声器没有信号输出，反复调谐收音机，使其调谐在最佳点。若扬声器仍无输出，则此时要增加信号发生器

的输出电平，直到扬声器发出声音为止。这表明高放管BG_1没有放大作用。测量BG_1各管脚的直流电压，结果如下表所示。

表 4-4 高放管实测管脚电压及正常工作电压值

BG_1	工作点电压的测量值(伏)	正常值(伏)
c	9.2	9
b	2	1
e	0	0.4

由上面的测量结果可知，b-e 之间的电压太高。BG_1 的基极或发射极可能开路。用万用表测量BG_1的几个管脚，发现BG_1损坏了，更换新的高放管，收音机的调频部分工作恢复正常。

四、调幅部分音频输出正常，调频部分的音频输出失真

这种故障多出现在调频解调电路，或是鉴频器的次级绕组与电容的谐振回路失谐，或是解调器电路中的某一元件损坏。

检修的过程很简单：先调节鉴频器变压器的次级绕组，看看音频输出的失真能否消除。如果失真仍存在的话，就应检查鉴频器电路的各个元件。参考图4-2，图中二极管 D_4 和 D_5 是主要的怀疑对象。因此要首先检查 D_4、D_5 是否损坏，若其中有一个二极管开路就会造成音频输出失真。

五、调幅正常、调频噪声很大

收音机的调幅波段收音正常，噪声不大。而在接收调频广播时，噪声却很大。问题当然出在调频接收部分，可能是

高放、变频、调频中放或调频解调器中的某级出了毛病，修理的程序和调幅收音机差不多。

例5

如图4-1、4-2所示，设此收音机的调幅收音部分工作正常，调频接收部分的噪声大。此时，高频放大管BG_1、变频管BG_2、第三中放管BG_6和比例鉴频器的二极管D_4、D_5都可能有问题，对这些管子要逐个检查。

调频广播的波段远高于30MHz，调频收音机的噪声主要来自机内。其中以高频部分的噪声对整机的输出噪声影响最大，所以要先检查高频放大管BG_1是否良好。为此要设法冷却高放管BG_1，这时整机的输出噪声会急剧下降。但是，当BG_1的温度恢复正常后，整机的输出噪声又变大了。这说明BG_1工作不正常，更换BG_1则收音机的调频部分工作正常。

以上分析了几种故障现象，现将它们归结成表4-5。

表4-5 调频收音机的几种故障现象

故障现象	故障地点
调幅正常、调频不工作	调频的高频部分、调频中放、调频解调器等电源工作不正常
调幅、调频收音机都不能收音，当接通电源时扬声器只发出"噗噗"声	共用中放、音频放大器工作不正常
调幅正常，调频灵敏度下降	高频部分、调频中放等部分失谐
调幅正常、调频接收时音频失真	鉴频器的次级耦组与电容的谐振频率改变了，或鉴频器回路中元件工作不正常
调幅正常、调频接收时音频输入噪声太大	调频高频部分或调频中放工作不正常

六、调频收音机的调整

前面已经谈到，检修过的收音机，在中频及高频部分，只要更换一个元件也要检查整机的性能，看其有何变化。必要时要对整机进行调整。

调频、调幅收音机中，调频接收部分的调整主要是中频部分和高频部分的调整。至于低放部分由于它是调频、调幅共用的，它的调整可以放在调幅部分里，与调幅接收部分一起调整，因此就不在这里重复了。

调频收音机的调整方法有两种，一种是信号发生器-真空管电压表法；另一种是扫频法。低档、便宜的收音机，用第一种方法调整就可以得到满意的效果，因此这里只介绍第一种调整方法。

1．中放的调整

中放的输出是与调频解调器相连接的。调频解调器有相位鉴频器、比例鉴频器和锁相鉴频器。其中用得最多的是比例鉴频器。下面介绍的是利用比例鉴频器输出的音频电压调整中放的方法。图4-3画出了利用比例鉴频器的输出音频电压调整中放的方框图。图中还画出了测试点和连线图。

在比例鉴频器的稳压电容一端，图中的㊀点连接一个可测直流电压的真空管电压表，如图4-3中所示，电压表的另一端接地。

在混频器的输入端输入一个10.7MHz未调制的中频信号。由于稳压电容C_0两端电压与加到比例鉴频器输入端信号电压值成正比，因此反复调节中放的四线圈B_1、B_2、B_3、B_4，使电压表的指示最大。于是，中放的四个线圈就调整好了。

将电压表的一端接到比例鉴频器的输出端㊁点，另一

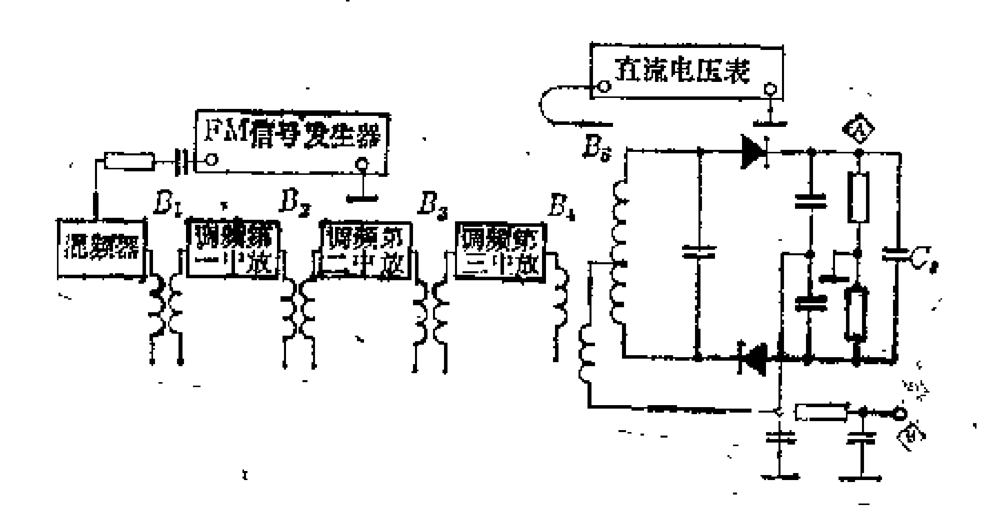


图 4-3 中放调整方框图

端还是接地。调整线圈 B_5，使Ⓐ点的电压为 0 伏。这样，比例鉴频器也就调整好了，线圈的谐振频率正好是10.7MHz。因为，当中频放大器输出信号的频率为10.7MHz时，图4-3中的Ⓐ点是应当没有电压输出的。现在，信号发生器输出的信号频率是 10.7MHz 未调制中频信号，Ⓐ点的输出电压为 0 伏，当然比例鉴频器的谐振频率正好是10.7MHz。至此，中放和比例鉴频器调整完毕。

2. 高频部分的调整

调频高频部分的调整与调幅高频部分的调整相似，不同的是这两个高频部分的工作频率不同。调整的方法如下：

将电压表接在稳压电容两端，测量电容 C_0 两端的电压。

信号发生器输出频率为108MHz 的未调制射频信号。将此信号加到收音机的天线上，调谐收音机到108MHz。这时调节高频放大器、本机振荡器的微调电容，使电容 C_0 两端的电压最大；然后将信号发生器和收音机都调到 87MHz，调整线圈的电感，使电容 C_0 两端的电压最大。重复上述过程，

对上述应调整的部分反复调整，直到整机性能最好为止。

第二节　立体声收音机故障分析

以上简单地分析了单声道调频收音机的故障与检修。现在在此基础上对立体声收音机的故障进行分析。因为立体声广播采用的是调频广播，因此立体声收音机是调频收音机。有关调频部分的故障不再分析，这里将着重分析立体声部分的故障。

一、一个通道在所有的波段都不工作

当出现上述故障时，主要问题是与此通道对应的放大器出了毛病。由于立体声收音机两个通道的放大器使用的是同一个电源，一个通道有音频信号输出，另一通道没有音频信号输出，说明电源供电是正常的。剩下的就是要检查无音频输出的音频放大器了。有关分立元件的音频放大器的故障检修，这里就不作介绍了，下面只分析集成电路功放的修理问题。

如果立体声收音机中的功放采用的是集成电路(IC)，首先要检查此集成电路周围连接的元件是否正常。IC 周围的电阻、电容出了毛病会影响 IC 的正常工作，因此，遇到此类故障不要随意取下 IC。首先应测量一下集成电路 IC 各管脚的电压，将所测量的值与手册上给定的此种型号 IC 各管脚电压進行比较，作为判断IC是否正常的一个依据。在更换新的集成电路 IC 时，要特别仔细。把新的 IC 焊接完毕后要仔细检查，看各脚之间是否有被焊锡短路的地方。当确认焊接良好，各管脚之间没有互相短路时，方可通电。下面举个例子

说明。

例1

如图4-4所示，这是立体声收音机的两路低频放大器。其中右路工作正常，说明右路的低放是良好的。左路不工作则说明左路放大器是有问题的。因此先检查左路的放大器。从图4-4看出，低放采用的是集成电路。7脚是低放的输出端，1脚是其输入端。将集成电路低放的输出端7脚接到示波器上，若示波器上没有信号的波形出现，则用示波器观察该集成电路的输入端1脚，这时示波器上出现了信号的波形，其峰-峰值大约为1伏左右。根据这个现象初步可以判断该集成电路失去了放大作用。现在检查该集成电路的各脚工作状态。8脚的电源电压正常，输出端7脚的直流电压是8.87伏（这个电压由集成电路内部供给）。测量7脚的对地电阻，其值为7kΩ左右，7脚的外接电路工作是正常的。既然与集成电路有关的外接电路工作正常，基本上可以肯定左路的集成电路低放出了问题，因此更换新的IC，结果收音机两路都恢复正常工作。

二、调幅正常、调频、调频立体声不工作

调频收音机的任何一级，包括复合信号放大器和调频静噪电路出了毛病，都可能引起调频、调频立体声部分工作不正常或完全不工作。

当一个调频收音机出了毛病，在接收调频广播时，如果扬声器发出了“嘘嘘声”，我们可以根据这嘘嘘声来分析、判断故障的原因和地点。嘘嘘声很大则表明故障在收音机的高频部分。这时可以从中频放大器向高频部分逐级地接入信号进行检查。如果嘘嘘声很小或根本无声就要从低放、鉴频

器往前逐级检查。

例2

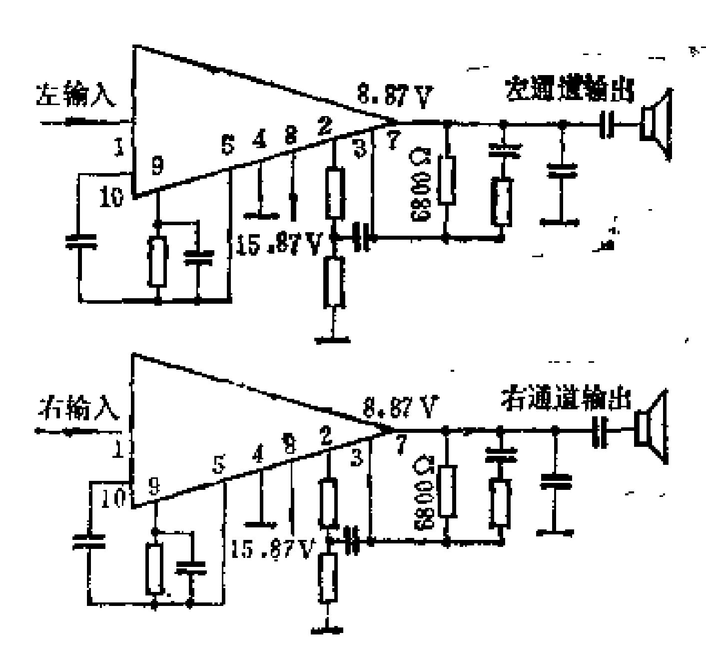


图 4-4 立体声收音机两路低频电路

如图 3-29 所示，假设这个收音机的调频、调频立体声不工作。从图3-29看出，该收音机使用了集成电路 IC，并且该机具有调频静噪电路。假设该收音机的静噪电路的工作是正常的，这样当收音机接通电源时，扬声器就不会有噪声输出，调谐收音机，从一个电台调到另一个电台时，扬声器也不会有“嘘嘘”声音发出。这样我们就无法根据“嘘”声的大小判断故障的原因及位置。为此必须用“静噪开关”把静噪电路从收音机的整机线路断开。于是静噪电路就起不到静噪作用，扬声器立刻会发出很强的“嘘嘘”声，初步断定故障出在收音机的高频部分。为进一步判断故障的具体位置，用信号发生器在变频管的集电极输入一个10.7MHz的调频信号。如果扬声器发出了正弦信号的纯音，这说明变频级后的各部分工作正常。然后使信号发生器输出一个98MHz的调频信号，收音机也调谐到98MHz。信号发生器的输出端接到变频管BG_2的发射极上，扬声器同样发出了正常的声音，这说明变频器、本机振荡器工作也是正常的。若信号发生器的

输出信号从高频放大管BG_1的漏极注入，扬声器仍能放出正常的声音，则说明BG_1的漏极以后各部分工作是正常的。若从BG_1的第一栅注入信号发生器的输出信号时，扬声器没有信号输出，则说明场效应管BG_1是有问题的。

检查场效应管的直流工作点的电压，测量结果表明，场效应管的两个栅极的直流工作电压正常。源极电压是0伏，漏极电压比正常值高。据此断定场效应管BG_1损坏了，更换新的场效应管后，收音机工作恢复正常。

例3

如图3-29所示之收音机，若静噪电路从收音机整机线路断开后，"嘘嘘"声很小，此时可以判断，故障不在高频部分。这时就要检查鉴频器。它是个集成电路，图中用IC_{202}表示。它的输出端是8脚，用示波器观察8脚的波形，发现鉴频器IC_{202}的输出端输出很大的噪声。调谐收音机，使收音机能接收到某一电台的信号。此时若与8脚连接的示波器上出现了音频信号，这说明鉴频器IC_{202}的工作是正常的，同时也说明鉴频器以前各级工作也是正常的。为此就不必往前级检查，而应往后级检查了。用示波器观察二极管D_{301}的负极，发现此处也有音频信号；当用示波器观察二极管D_{301}正极上的信号时，示波器上则未显示出任何信号。检查D_{301}，发现D_{301}开路，更换新的二极管，收音机工作恢复正常。

例4

现在假设上例中的二极管D_{301}是良好的，于是应当往下极检查。将示波器接到BG_{301}的基极和集电极，观察这两处是否有信号存在，结果表明BG_{301}的基极和集电极是有信号存在的。下面要检查的是立体声解码器IC_{301}的工作是否正常。BG_{301}的基极和集电极都有信号存在，说明立体声解

码器的输入端2脚是有复合信号输入的。为了检查该解码器的情况，将示波器接到立体声解码器 IC_{301} 的4脚、5脚，它们是解码器的左、右路输出端。若从示波器上看出，解码器的4、5脚没有信号输出(示波器上没显示出任何波形)。初步判断解码器可能有问题，为进一步证实这个问题，测量集成电路解码器 IC_{301} 各脚的直流电压，测量的结果发现，3脚电压与正常值不符。由于3脚的电压由集成电路 IC_{301} 的内部供给，IC_{301} 的外围电路都是正常工作的，既没有短路接地，又无开路，故可以断定 IC_{301} 损坏了。更换新的解码器，收音机的工作基本恢复正常，但还要进一步调整，有关解码器的调整在本节末将作说明。

三、立体声接收时一个通道不工作

本节的第一个问题讨论的是，当一个收音机无论是接收调幅广播，还是接收调频广播，其中包括接收立体声广播时，总是一个通道工作，一个通道不工作。现在讨论的是一个收音机在接收调幅广播和调频单声广播时，两个通道的工作都是正常的，只是在接收调频立体声广播时，一个通道工作，而另一个通道不工作。前一种情况的故障出在两个低放中的一个。后一种情况的故障是出在解码器中。因此这两种故障的情况是不一样的。下面用一个例子说明后一种故障的情况。

例5

如图4-5所示，这是调幅、调频、调频立体声收音机的部分线路图。在接收调幅广播和调频单声广播时，两个通道都工作，左、右扬声器同时发出同样强度的声音。但在接收调频立体声广播时，只有一个通道工作，另一个通道不工作。

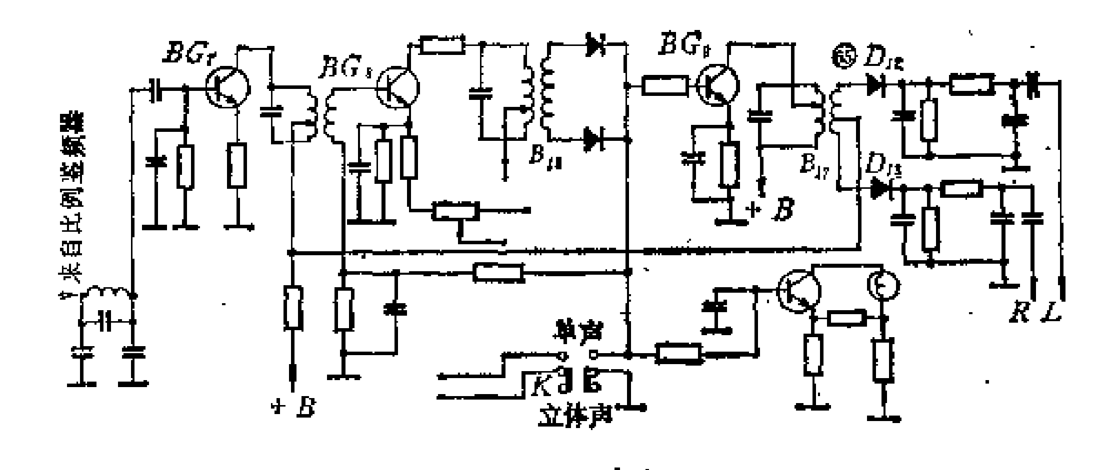


图 4-5　立体声接收时一个通道不工作的故障分析用图

假设左通道不工作，于是左扬声器便没有信号输出。这时，故障是出在解码器中。将示波器连接到二极管 D_{12}的正极，即图4-5中㊿的地方，示波器上显示出复合信号的波形；将示波器连在 D_{12}的负极，示波器上什么信号也没有出现。这说明可能是二极管 D_{12}开路了。用万用表测量二极管，结果二极管确实是正、反都不导通。更换新的二极管，收音机的立体声收音恢复正常。

四、立体声接收时扬声器放出单道声

当立体声收音机在接收立体声广播时，两个扬声器放出的声音完全相同，即立体声收音机变成了单声道的调频收音机。这时毛病主要出在解码电路。当使用开关解码器时，主要是19kHz 导频放大器或38kHz 副载波放大器出了问题。当使用锁相环解码器时，解码器集成电路及附属电路可能出了问题。由于不同的收音机使用不同的解码器，修理的步骤、方法也就不同。时间分割解码器的修理步骤是：用19kHz 导

频信号通过19kHz放大器、倍频器和38kHz副载波放大器，看看什么地方出故障导致38kHz信号不正常，从而确定有故障的“级”的位置。然后再用电压-电阻法找出有毛病的元件。对于锁相环解码器来说，则要检查压控振荡器的频率及其控制电压，如果它们都正常的话，那就要更换解码集成电路了。

在很多情况下，时间分割解码器里的立体声指示灯能帮助把有毛病的“级”分出来。一般情况下，立体声指示灯的激励器从倍频级那里接收一个信号，如果立体声指示灯不亮，则说明19kHz放大器和倍频器出了毛病。如果指示灯亮，就是38kHz副载波放大器出了毛病。

另外，为了获得良好的立体声的分离，收音机需要一个最低的信号强度。收音机的高频部分放大倍数下降会导致立体声部分不工作。

时间分割解码器电路中的19kHz和38kHz放大器，其晶体管的偏置直接与恢复的19kHz信号电平有关。如果鉴频器输出的信号幅值比较小，那么19kHz和38kHz放大器就不工作，也就得不到立体声的收音效果。下面分析几个例子：

例6

以图4-5所示的立体声收音机为例，若该收音机的分离度值下降了，但立体声指示灯还亮。根据上述分析，19kHz导频信号放大器和倍频级都是正常的，看来问题主要是出在38kHz副载波发生器上。将38kHz放大管BG_9的基极接到示波器上，示波器上出现了二极管倍频器的38kHz脉冲波形；再用示波器观察BG_9的集电极的信号，结果示波器上没有信号显示，这说明很可能是B_{17}的初级绕组有问题。经检查发现，B_{17}的初级绕组开路，将此绕组修复，收音机的立体声部分工作恢复正常。

例7

图3-29所示的收音机在接收立体声广播时，两扬声器放出的声音完全相同，毫无立体感，说明该收音机的立体声分离度变为0了。这个毛病出在解码器上。该收音机使用了锁相环解码器。将示波器接到解码器IC_{301}的10脚，这是集成电路解码器19kHz导频信号测试点，观察示波器。结果示波器上没显示出任何信号，这表明故障出在解码器IC_{301}的内部，或是内部的倍频器有故障，或是压控振荡器出了毛病，总之是IC_{301}的毛病。更换新的集成电路解码器后，两扬声器又放出立体声的音乐了。

五、立体声解码器的调整

立体声收音机的调整和普通的调频收音机的调整方法是相同的。不同的是立体声收音机多个解码器，因此在立体声收音机的调整方面，将只介绍解码器的调整。

调整立体声解码器应当使用立体声信号发生器，但由于目前立体声信号发生器的应用还不很广泛，所以这里只介绍不使用立体声信号发生器调整解码器的方法。

解码器共有三种：矩阵解码器、开关解码器和锁相环解码器，由于现代的立体声收音机中很少使用矩阵解码器，因此下面仅仅介绍开关解码器和锁相环解码器的调整。

1. 开关解码器的调整

图4-6是开关解码器调整的方框图。

这里不使用立体声信号发生器，而用音频信号发生器和调频立体声广播电台的广播信号来调整这个解码器。

先调整解码器，使SCA(Subsidiary Communications Authorization— 辅助通讯业务)信号受到最大的抑制，具

体作法如下：

在解码器的输入端注入 67kHz 信号，调节抑制 SCA 信号的线圈 L_1，使 67kHz 信号输出最小。这可用示波器观察Ⓐ点的信号波形。之后将信号发生器断开，把收音机调谐到某一立体声广播电台，将示波器接到Ⓑ点，调整变压器 B_2、B_3，使示波器上出现的19kHz 信号输出最大。然后将示波器接到Ⓒ点，调节变压器 B_4，使Ⓒ点输出的复合信号幅值最大。最后再略微调整一下 A_4、A_3、A_2，用耳朵判断两扬声器放出音乐的分离效果，直到立体声效果最好为止。

2．锁相环解码器的调整

锁相环解码器的调整很简单，只需调整一个部件即可。这只需要立体声广播电台的信号就可完成解码器的调整任务。步骤如下：

先将收音机调谐到某一个立体声广播电台，然后调节锁相环解码器的控制电位器，如图3-29中的 R_{317}。将此电位器从一端旋到另一端，在这过程中，注意立体声指示灯似亮非亮时 R_{317}对应的两个位置，并将此二位置记下，然后再调整电位器 R_{317}，使它位于上述两个位置之间。至此锁相环解码器调整完毕。

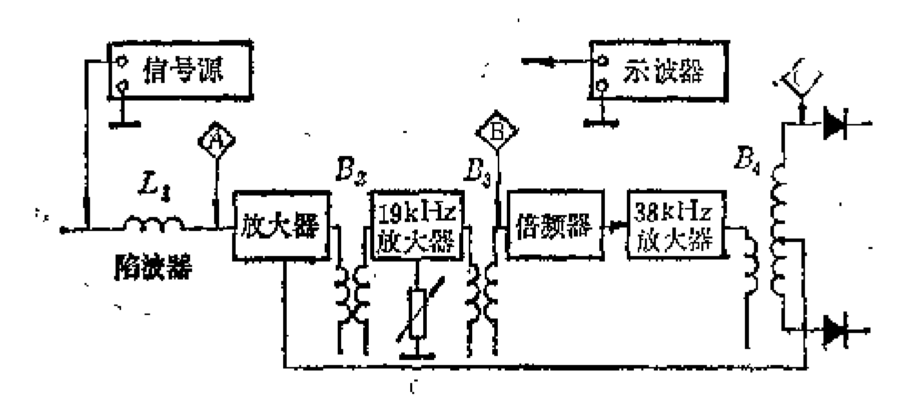


图 4-6　开关解码器调整方框图

附录一　调频收音机测量方法

第一章　概　　述

第一节　引　　言

1．宗旨

本标准力图说明用于确定收音机特性所使用的测量方法及测量条件。以便于执行本标准的人对测量的不同结果进行比较。

本标准只给出测量方法。对于不同级别的收音机应当满足的各种极限值，不在本标准的范围内，因此不作规定。

本标准的测量方法，一般是用来分析收音机的整机性能的。必要时可在收音机线路板的适当地方输入信号或取出信号进行测量。

本标准中所列的测量项目不一定都进行测量，在很多情况下只选其中的几项进行测量。必要时还可按照国际电工技术委员会或分会所推荐的标准或其它国际标准进行测量。

2．范围

本标准的测量方法适用于调频单声道收音机和调频立体声收音机。收音机可以带音频放大器，也可以不带音频放大器(调谐器-译者注)。

第二节　一般说明

3. 额定值、

厂家对出厂的收音机应当给出下列额定值，以便确定测试及说明收音机性能所需要的电气测量条件。

3.1　额定条件

额定电源电压及频率

射频信号源的额定特性阻抗

假负载的额定值

额定输出电压(或功率)的总谐波失真的额定值

额定环境条件(温度范围、压力范围和湿度范围)。

3.2　额定特性值

厂家应当规定出厂收音机重要性能的额定值。例如下面几个特性：

邻近通道和隔通道选择性(adjacentand alternate channel selectivity)；

规定信噪比条件下的可用灵敏度；

限定输出电压(或功率)的失真；

可用信号源的最大有效功率。

4. 在音频输出端的测量

4.1　测量技术

设备特性，象扬声器乃至连接到收音机输出端的音频分配线的特性，都是按恒定输入电压而不是按恒定输入功率来确定的。这个原则不仅适用于音频系统输出，也适用于其它类型如中频输出及多路信号输出。为此现在很多测量都是在音频输出端测量假负载两端的电压进行的。再根据这个电压

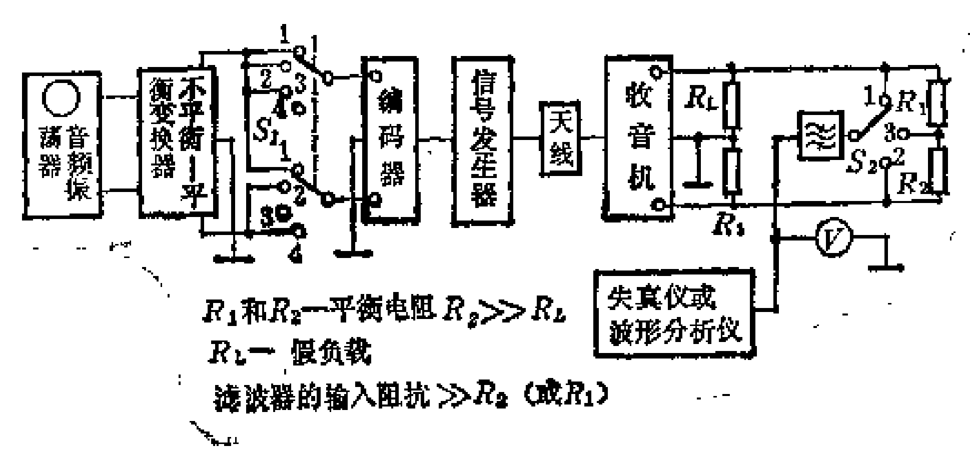
按下面公式算出负载上的功率。

$$P_2 = U^2{}_2/R_2$$

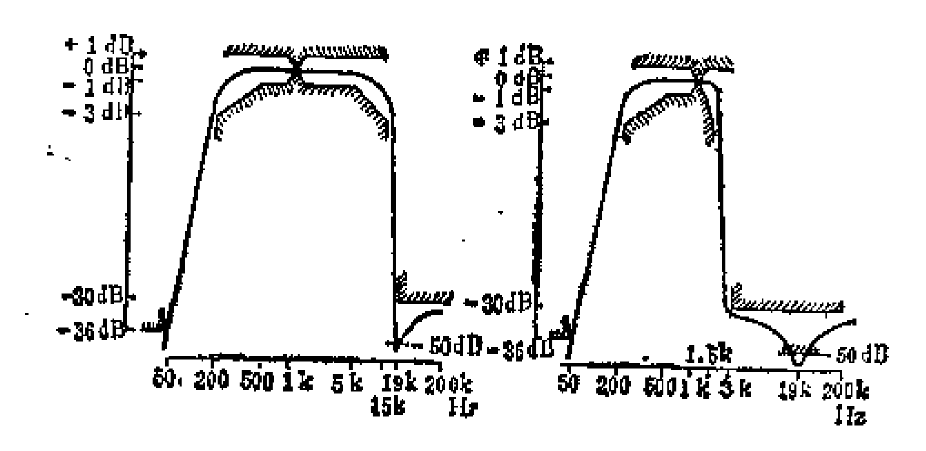
下角标“2”表示输出端，与输入端“1”相对应。当输出信号基本上是个正弦波（即噪声和失真之和小于10%）时，用按正弦波有效值刻度的平均值读数电压表测量此输出电压。

4.2 滤波器

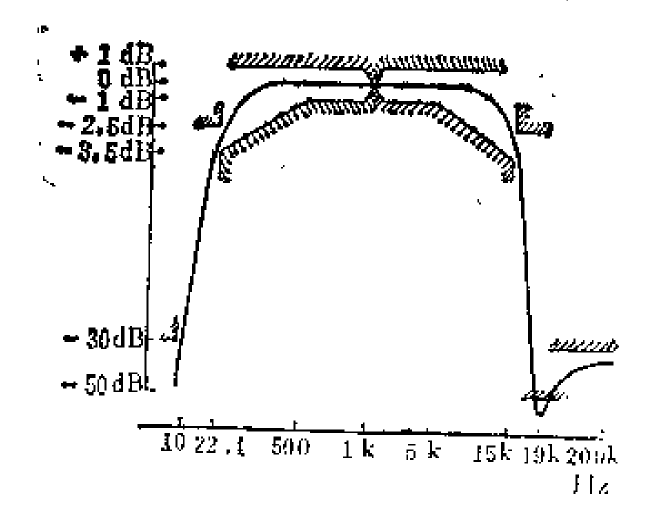
在音频输出端测量时，如果不是专门测量输出电压的低音频成分和超音频成分，那么应在测量仪器和被测收音机的输出端加一个带通滤波器，假负载取代扬声器，直接连接到音频放大器的输出端。如果带通滤波器本身的衰减比较大，则应当对测量的结果加以修正。测量调频立体声收音机和调频单声道收音机时，可使用同一个带通滤波器。该滤波器可以消除导频信号及副载波成分的影响。带通滤波器的通带是200Hz～15kHz。以1kHz为基准，通带内的衰减不得大于3dB。200Hz以下，每倍频程至少衰减18dB。对19kHz成分的衰减量至少为50dB。大于19kHz成分的衰减量至少为30dB（如附图1-1(a)）。附图1-1(b)是200Hz～1.5kHz带通滤波器的特性，附图1-1(c)是22.4Hz～15kHz带通滤波器的特性。



附图 1-1 保真度测量用电路



附图 1-1(a) 200Hz～15kHz 带通滤波器频响　　附图 1-1(b) 200Hz～1.5kHz 带通滤波器频响



附图 1-1(c) 22.4Hz～1.5kHz带通滤波器频响

第三节　术语解释

5．引言

下列定义适合于本标准

5.1　载频

载频既可认为是瞬时频率的平均值，又可认为是发生器

输出的未加调制的信号频率。在优良的调制系统里，既不包含直流成分，又没有非线性失真。因此，上述的两种频率的值是相同的。要设法保证信号发生器受到调制时，平均频率的漂移要足够小，这样，测量的结果才能准确。

5.2 瞬时频偏

已调的射频信号的瞬时频率与载频之差，称为瞬时频偏。

5.3 峰-峰值频偏①

瞬时频偏的峰值称作峰值频偏。

两倍的峰值频偏称为峰-峰值频偏。为防止混淆峰值频偏和峰-峰值频偏两个概念，峰-峰值频偏应这样表示：如±50kHz。

5.4 额定最大系统频偏

在所考虑的那个系统中，规定的最大峰-峰值频偏就是额定最大系统频偏。

在频率范围为68.5MHz～73MHz和87.5MHz～108MHz两系统中，额定最大系统频偏为±50kHz或75kHz。

5.5 调制系数和利用系数

与调幅系数相似，调频信号的调制系数定义为：

$$\frac{\text{已调波信号频偏}\times 100}{\text{额定最大系统频偏}}\%$$

在立体声广播系统中，副载波要占据一部分系统频偏〔例如在导频制立体声广播中，导频(即副载波)要占7.5kHz的系统频偏〕。因此收音机的音频输出电压(或功率)相应就要减小，在设计收音机时就要考虑到此问题。为此给这样的调频信号定义一个"利用系数"是合理的。

① 本标准中通常把峰-峰值频偏简写成"频偏"——作者

$$\frac{\text{复合信号的峰值频偏}-\text{副载波的峰值频偏}}{\text{额定最大系统频偏}-\text{副载波的峰值频偏}}\times 100\%$$

5.6　用于测量的标准频偏值

标准频偏应当是系统频偏的30％，也就是±15kHz或±22.5kHz。有些项目的测量是在调制系数为100％或利用系数为100％的情况下进行的。这时应在测试结果中加以说明。

5.7　用于测量的标准调制频率

它应当是标准参考频率1kHz。。必要时可选其它调制频率。如果有可能，可选用1/3倍频程的中心频率。

5.8　用于测量的标准载频

调频广播的频率范围因地区不同而不同，因之标准载频也就不同。附表1-1列出不同地区的频率范围和不同的测试标准载频：

附表 1-1　不同地区的频率范围和标准测试频率

波段(MHz)	标准测试频率(MHz)
68.5～73.0	69.0
76.0～90.0	83.0
87.5～104.0	94.0
87.5～108.0	98.0

5.9　测量用标准射频输入信号

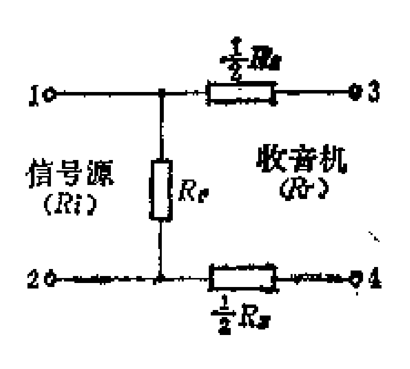
标准射频输入信号指的是以上述标准测试频率信号为载频被1kHz的标准调制信号调制后的信号，调制度为30％(即频偏为22.5kHz，并且使收音机天线端得到70dB(fW)① 功率或40dB(pW)② 的功率。

① $fW=10^{-15}W$
② $pW=10^{-12}W$

5.10 专用射频信号匹配网络

5.10.1 平衡输入的匹配网络

一些收音机用平衡天线输入，额定特性阻抗为 240Ω 或 300Ω。测这样的收音机时，应当使用能与 240Ω 或300Ω 匹配的平衡式信号源。如果平衡式信号源用起来不合适，可用 IEC颁布的匹配网络，使该网络的输入端与信号源的输出端连接，网络的输出端与收音机的天线端连接。这时应当考虑匹配网络本身的损耗。通常，收音机天线端的平衡输入阻抗为300Ω，下面就以信号源内阻为75Ω，收音机的天线输入阻抗为 300Ω 的情形为例，计算网络的各元件之值。网络的构成如附图1-1(*d*)所示。



附图 1-1（d） 匹配网络

设信号源的内阻用 R_i 表示，收音机的输入阻抗用 R_r 表示，此时 $R_i = 75\Omega$；$R_r = 300\Omega$，所以 $R_i < R_r$，则有

$$R_S = R_r\sqrt{1 - R_i/R_r}$$
$$R_P = R_i/\sqrt{1 - R_i/R_r}$$

计算结果得到：

$R_S = 260\Omega$，匹配网络中的(1/2)R_S 之值等于130Ω。$R_P = 87\Omega$。

现在来求该网络的损耗。

设信号源的电动势为E，1，2 两端的电压为 U_{12}，则$U_{12} = E/2$，3，4 两端的电压为U_{34}，计算表明，$U_{34} = 0.27E$，如果信号源的输出是以电动势的值刻度的，要使收音机天线得到70dB(fW)的功率，则天线两端的电压应为 1.732mV。

此时 U_{12} 应当等于 3.2mV。于是网络衰减值为 5.3dB。信号源的输出指示应为6.4mV。如果信号源是以负载与信号源内阻匹配时负载的端电压刻度，那么当信号源电压指示为3.2mV时，收音机天线所得到的功率即为70dB(fW)。

5.10.2　单极天线输入

便携机和汽车收音机通常带有1/4波长杆状或拉杆天线。每种天线等效电路的元件值与测试频率、收音机金属部分的尺寸及天线长度有关。附表1-2列出了通常使用的元件值，电路图请看附图1-19。

附表 1-2　单极天线等效电路元件值

频率范围 (MHz)	收音机最长尺寸(cm)	R_2 (Ω)	R_3 (Ω)	L (μH)	C_1 (pF)	C_2 (pF)
65.8—73	22—27	59	16	0.34	5.8	—
65.8—73	27—33	50	25	0.50	6.0	—
65.8—73	大于33	28	47	0.78	5.4	—
87.5—108	22—33	25	51	0.25	8.2	—

附表1-2所列的数值是按 $R_1=75\Omega$ 求出的。当 R_1 为其它值时，按附图1-19(a)求出 R_2、R_3，并且应当有这样的关系存在：按 $R_1=75\Omega$ 求出的 R_2、R_3 之值与按 R_1 为其它值时求出的 R_2、R_3 之值应当符合下面的恒等条件。

$$(R_1+R_2)/\!/R_3=(75+R_2)/\!/R_3$$

$$R_2+R_3=R_1$$

从附表1-2可以看出，R_2+R_3 总等于 R_1，即 75Ω。因为 R_2、R_3 是根据 $R_1=75\Omega$ 的条件求出的。匹配网络与收音机间的天线电缆电容及电缆长度应当在测试结果中说明。

在计算信号源供给的功率时，电容和电感应当作为收音机的一部分，并在附图1-19中的 A、A′ 两点间测量或计算可用功率。如果匹配网络不选用附图1-19的电路及附表 1-2 中所列的元件值，应在测试结果中加以说明。

匹配网络的低电位端连接在何处应仔细选择。否则对测量的准确度有很大影响。该点位置的选择应在测试结果中加以说明。在测量这类接收机时，不要把收音机接到大地上，也不要经过测试仪器及电源接地。

5.11 调谐

5.11.1 AFC(自动频率控制)的影响

测试中除非要研究 AFC 的性能外，否则，调谐收音机时应当把 AFC 控制键断开。

当收音机上装有 AFC 接通、断开的装置时，测试应在 AFC 工作及不工作两种情况下进行，并在测试结果中注明 AFC 是工作还是不工作。

5.11.2 推荐的调谐方法

先将收音机大致调谐，用示波器观察音频输出电压的波形，增大频偏直到音频信号出现切顶失真为止；这时再细调收音机调谐旋钮，使上下切顶的程度对称；最后调节音量电位器，消除过载切顶现象。

如用其它方法调谐，应当在测试结果中加以说明。

5.12 标准测试条件

当满足下述条件时，收音机就处于标准测试条件之下：

A）电源电压、频率等于额定值。

B）标准射频输入信号通过相应的匹配网络加到收音机天线端子上。

C）收音机音频输出端不接扬声器，而接音频假负载。

D）按5.11.2条把收音机调谐到信号发生器输出的信号频率上。

E）调节音量电位器，使音频输出电压比额定失真限定的输出电压低10dB。

F）环境条件应在额定范围内：

温度： +15～+35℃

相对湿度： 45～75%

空气压力： 860～1060毫巴（10^2帕斯卡）

G）调节立体声平衡控制器（或起同样作用的旋钮），使两个通道的输出电压相等。

H）调节音调控制器，使频率响应曲线最平坦。

I）如果有AFC开关，AFC应处于断开的位置。

J）静噪开关处于“断开”的位置。

第二章　保真度

6．概述

收音机放音时，其保真度除了与收音机的射频部分、中频部分的特性有关外，还与收音机的音频部分的性能及声学性能有关。

立体声重现时的保真度还与各通道的幅频特性、相频特性的一致性有关，此外也与通道间的串音、互调情况有关。

为确保失真测量不受噪声影响，给收音机输入不加调制的载波，测量每个通道的输出电压(主要是噪声)，记录下此值，并在测量结果中加以说明。只要测出的失真成分比测出的噪声电压大10dB，那么测试结果就是有效的。

第四节　整机总谐波失真与输出电压及调制频率的关系

7．引言

整机总谐波失真，就是在规定的射频输入信号和该信号被规定的调制频率调制时，收音机音频输出信号的总谐波失真值。它是音频输出电压(或功率)的函数。根据测量结果可以确定有限输出电压（或功率）的失真度和其它输出特性。

8．测量方法①

收音机置于标准测试条件下，在所研究的端子上，测量

① 关于失真的测量及11、14、18、24条各项失真的测量，建议用同一个谐波失真仪来进行总谐波失真测量，把接近或等于基波的成份滤掉，而测出全部谐波成份的总和。如果需要测量各个谐波成份的大小，可使用谐波分析仪。

在测量立体声收音机时，如果机上有调节通道平衡的旋钮或有类似作用的旋钮，应调节它使每个通道的音频输出大致相等。

音频输出电压总谐波失真。

可在其它调制频率调制下重复上述测量。如果被测量的是立体声收音机，则调制频率不要超过5kHz。

还可使音量控制器、音调控制器处在其它位置，使用不同的频偏值，包括频偏为最大系统频偏，重复上述测量。

立体声收音机的每个通道应分别进行测量。不测量的通道不加调制。

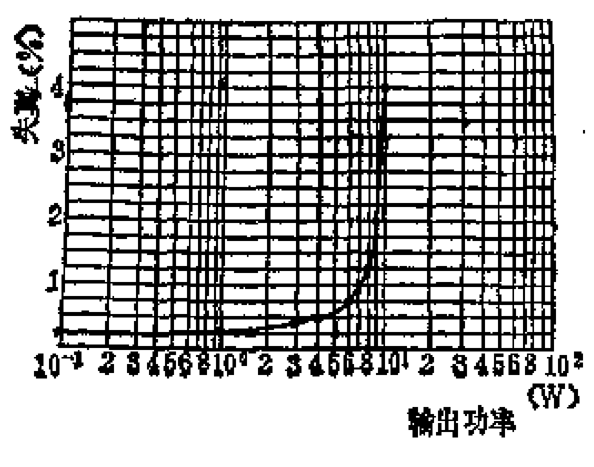
还可在两个通道上同时调制的情况下进行测量。两个调制信号的频率相同，之间的相位是变化的。从这样的测量结果可以看出信号源对失真的影响。

测试电路如附图1-1所示。单声道测量时可将此电路简化。

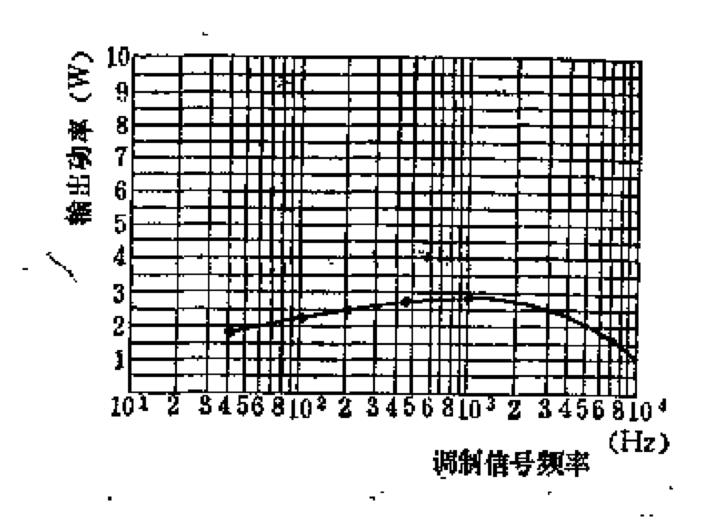
先将开关 S_1 旋到“3”位，然后旋到“4”位；与此同时先将 S_2 旋到“1”位，然后旋到“2”位。完成上述测量。

9．测量结果的表示

失真可用曲线表示。以总谐波失真为纵座标，以基波电平为参考电平。线性刻度，用百分数或分贝表示。横座标是输出电压（或功率），对数刻度，或用分贝表示（参考电平同上），线性刻度。横座标还可用调制频率，对数刻度，如附图1-2和附图1-3所示。附图1-2是谐波失真与输出功率的关系。附图1-3是保持失真在某一指定值时，输出功率与调制频率的关系。



附图 1-2 总谐波失真与输出功率的关系



附图1-3 失真为指定值时输出功率与调制信号频率的关系

第五节 总谐波失真与输入场强的关系

10．引言

射频输入信号场强很低和很高两种情况，在收音机的射频、中频及解调部分都会产生很大的调制失真。有音量控制的收音机，调节音量电位器，使音频部分引起的失真尽可能小。然而有些收音机，特别是具有大功率音频放大器的收音机，其音频部分的噪声和失真与收音机其它部分引起的失真相比，不是总可以忽略的。这时，测量应当在解调级（低电平音频输出端）进行。

11．测量方法

将收音机置于批准测试条件下，射频输入信号强度为收音机的限噪灵敏度（见59条），把频偏增加到最大系统频偏。调节音量电位器，使噪声及收音机音频部分引起的失真最小。然后逐级（例如取10dB为一级）增加输入信号的电

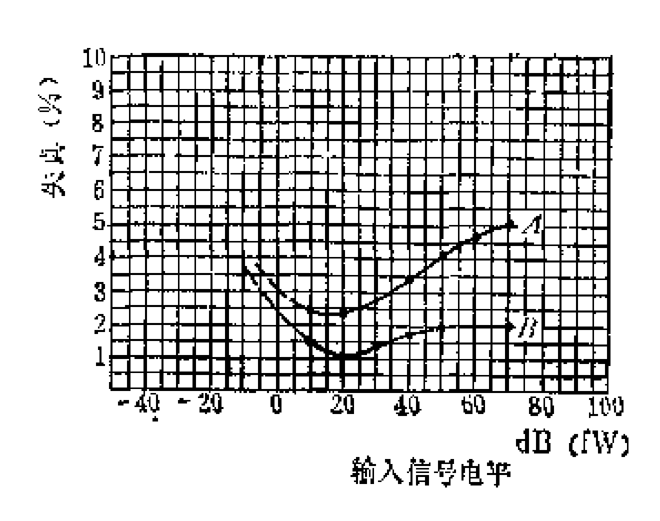
平，再调节音量电位器，保持音频输出基本不变。

每改变一次输入信号电平，收音机都要重新调谐。记录每个输入信号电平下音频输出信号的总谐波失真值。

立体声收音机每个通道要分别测量。

可用其它调制频率进行调制，也可采用别的频偏值，重复上述测量。

如果收音机的音频放大器有外接输入端，可在输入端处直接测量。



附图 1-4　谐波失真与输入信号电平的关系

12．结果的表示

以总谐波失真为纵座标，百分数或分贝表示，以信号输入电平为横座标，用分贝表示。附图1-4是失真与射频输入信号电平的关系曲线。

第六节　总谐波失真与频偏的关系

13．引言

频偏不同，收音机的射频、中频和解调级的幅频响应、相频响应就不同，产生的失真也就不同，经 AFC 电路后不希望有的音频反馈会产生失真。

14．测量方法

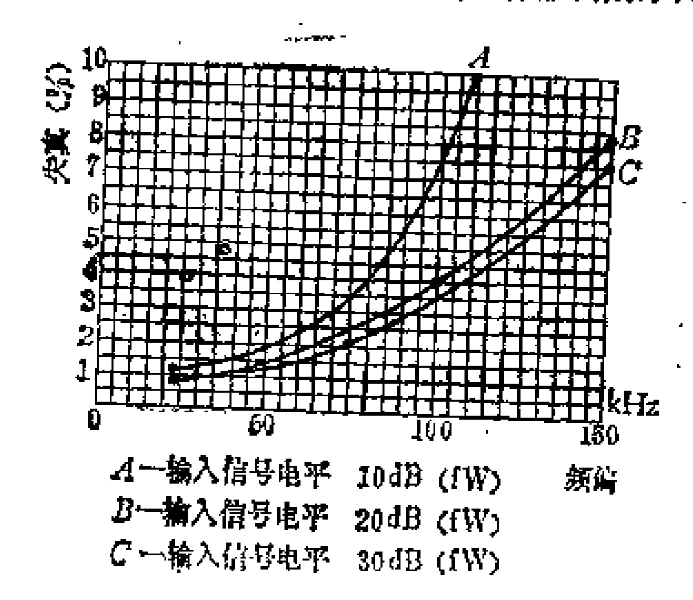
按第 8 条方法测量，按第11条方法调节音量电位器，使噪

声加上音频级的失真最小。

立体声收音机可在两通道上加同频同相或同频反相的音频调制进行测量。

15. 结果的表示

把总谐波失真画成曲线，以总谐波失真为纵座标，用百分数表示（或用分贝表示），线性刻度。以频偏为横座标，以kHz为单位，线性刻度。附图1-5是失真与频偏的关系曲线。



附图 1-5 失真与频偏的关系

第七节 偏调失真

16. 引言

按第8、11、14条方法测量失真时，收音机使用本标准推荐的调谐方法调谐，但这种调谐方法法不一定是各种频偏值和不同的输入功率时的最小失真点。为判定这种调谐方法对失真的影响，在收音机的通带内微调载频的频率，测量音频输出的失真。

有预选频道或自动跟踪调谐系统的收音机，可用由于偏调引起的额外的谐波失真来确定实际调谐点与正确调谐点允许频率的偏离值。

17. 测量方法

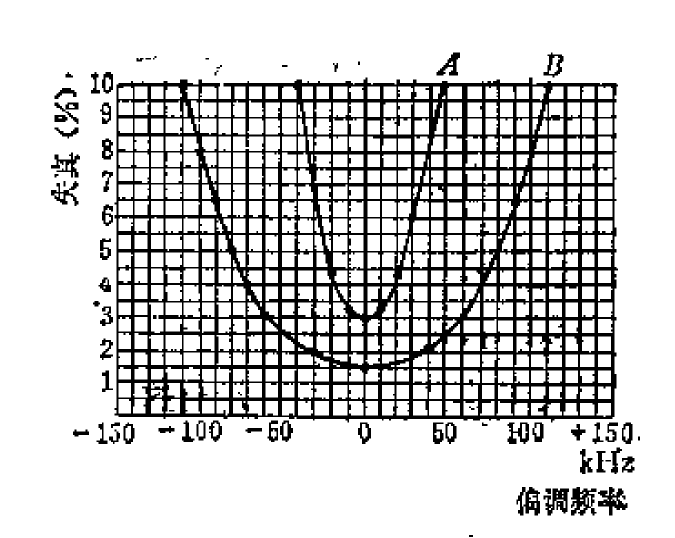
收音机处在标准测试条件下。使频偏达到额定最大系统频偏。按第11条调节音量电位器使噪声和音频级的失真最小，记下音频输出信号的总谐波失真。微调输入信号的频率(在收音机的通带内)，测量失真。每改变一次频率测一次失真。请注意：每次都要调节音量电位器保持输出不变。

可用其它输入信号强度值重复测量。测量结果中要注明AFC的状态。如果AFC可以断开，应在AFC接通与断开两种情况下测量。

有预选频道的收音机应当将其所有的预选频道调谐旋钮分别放在不同的位置上，以使它们把被收音机的频率范围覆盖住。

18. 结果的表示

把偏调失真绘成曲线，以失真为纵座标，用百分数或分贝表示，线性刻度。以正调谐频率和实际输入载波频率之差、即偏调频率为横座标，以kHz为单位，线性刻度。如果使用特殊的调谐方法，应在测试结果中说明。附图1-6是偏调失真曲线。



频偏±75kHz　　A:300dB(fW)
　　　　　　　B:70dB(fW)

附图1-6　偏调失真曲线

第八节　射频、中频、解码电路的失真与调制频率的关系

19．引言

收音机的有限带宽、立体声解码器的性能都会产生较大的非线性失真，它是调制频率的函数。

20．测量方法

按第8条的方法进行测量，按第11条的方法调节音量电位器，使噪声和音频级的失真最小。测量的频偏为±15kHz或22.5kHz 100%利用系数和额定最大系统频偏及其它频偏值。

立体声收音机的测量应当符合下述条件：

A）两通道用同频同相的调制信号调制

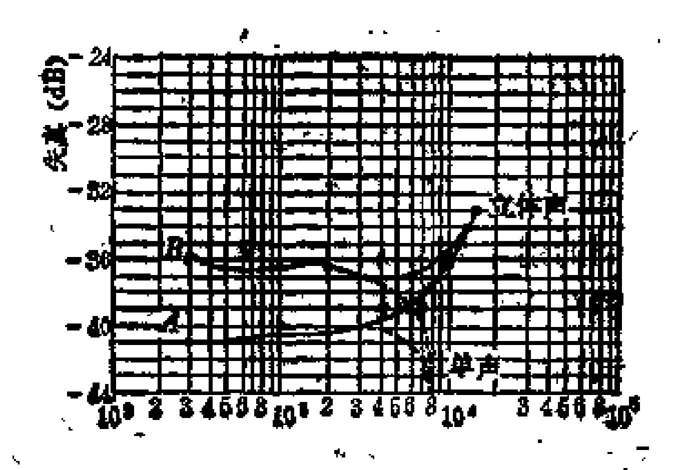
B）两通道用同频反相的调制信号调制

C）两通道轮流加调制

21．结果的表示

将结果按第9条的方法画成曲线

当调制频率在5kHz以下时，此时的失真主要是谐波失真，当调制频率高于7.5kHz时，对于单声道调频收音机来说，测试结果主要是噪声的作用。对于立体声收音机来说，则主要是差信号造成的失真。附图1-7失真与调制频率的关系曲线。



A：频偏为±22.5kHz　B：频偏为±75kHz

附图1-7　失真与调制频率的关系

第九节　互调失真

22. 引言

鉴频器输出的或解码器解调出的音频信号，会由于收音机的射频、中频和解调部分的非线性而产生互调失真。特别是有限的中频带宽和解调器的非线性影响最大。带有音频放大器的收音机，音频放大器引起的互调失真不能忽略，因此最好在音频放大器的输入端进行测量。当收音机有这样的外接端子时更应如此，以消除音频放大器的影响。

立体声收音机中，调制信号与导频信号、副载波或它们的谐波之间会产生差拍。例如导频制立体声广播系统中，4kHz及其以上的调制信号频率导频19kHz之间会产生二阶互调。

23. 测量方法

23.1　通道内互调失真的测量

使收音机处在标准测试条件下，按第11条调节音量电位器。调制信号为1kHz和1.2kHz两个幅值相等的正弦波。每个调制信号引起的频偏为 ±33.75kHz，最大峰值频偏为67.5kHz。当收音机接收到由频率1kHz、1.2kHz两个调制信号所调制的射频信号后，由于收音机的高频放大器、变（混）频器、中频放大器及解调部分的非线性，其音频输出会有200Hz和二次倍频、多次倍频（直到15kHz）的互调成分。测量出这些电压。用另外的一对差频为200Hz的频率调制高频信号发生器，重复上述测量。这样做直到调制信号的频率为14.8kHz和15kHz这一对调制频率为止。

选用大约为200Hz的差频是为了测试方便。测量电压用

选频电压表是为了防止电源的谐波干扰。

可选用其它的频偏值重复上述测量。测量立体声收音机的互调失真时，分三种情况进行。第一种情况：在立体声编码的左、右通道加入振幅相等、频率、相位相同的音频调制信号。第二种情况：在立体声编码器的左、右通道加入振幅相等、频率相同、相位相反的音频调制信号。上述两种情况的测量都应带有导频信号或副载波。第三种情况同第二种情况，但不加导频信号。上述三种情况的测量结果表明解码器本身对互调失真的影响。测量时利用系数不要超过100%。

第十节　整机立体声一致性系数

24. 引言

当加到编码器的两路调制信号振幅相等、相位相同时，立体声收音机两路输出电压的代数和与编码器输入端加两个等幅反相的调制信号时，收音机两路输出电压的代数和之比，就叫作整机立体声一致性系数，用分贝(dB)表示。

25. 测量方法

25.1　整机立体声一致性系数

使收音机处在标准测试条件下，按附图1-1连接电路，将S_1旋到位置“2”，S_2旋到位置“3”。R_1、R_2组成平衡器，此时电压表的读数最小。测量当S_1置于位置“1”、“2”两种情况下的电压，这两个电压值之比就是整机立体声一致性系数。

测量可在200Hz到3kHz范围内重复进行，频偏保持在15kHz或22.5kHz。通常不使用选频电压表，如果怀疑交流声、噪声、失真对测量结果有影响，这时可使用选频电压

表。

也可在其它频偏值及输入信号电平值下重复上述测量。

25.2 整机通道间的相位差

按附图1-1将收音机的输出端 A、B 接到相位计上，将 S_1 旋到“1”就可测出两通道间的相位差。如果没有相位计，相位差可用下式表示：

$$\varphi = \cos^{-1}\frac{V_1^2 + V_2^2 - 4V_3^2}{2V_1V_2}$$

其中 V_1、V_2、V_3 是 S_1 处在“2”位，S_2 处在“1”、“2”、“3”位时电压表上的读数。此时，应将带通滤波器拆去。因 φ 通常很小，使用选频电压表可以使测量误差更小。

测量时调制频率应当在 40Hz～15kHz 内选取。

26．结果的表示

整机立体声一致性系数可画成曲线。横座标表示频率，对数刻度。纵座标表示一致性系数，单位为分贝，线性刻度。

两通道间的相位差通常与整机立体声一致性系数曲线画在一起，不过此时的纵座标为相位差，单位为“度”数。

第十一节　整机音频响应

27．引言

整机频响与收音机中的中放、鉴频器、解码器和去加重电路的性能有关。

28．测量方法

使收音机处在标准测试条件下，不使用滤波器，改变调制频率，测量输出电压（或功率）。

测量可在下面两种情况中任一种情况下进行。

1）保持频偏不变，为±22.5kHz（或±15kHz），然后按标准预加重时间常数(75μs)对电压加以校正。

2）调制频率100Hz，频偏 ±15kHz(±10kHz)加上75μs预加重网络。

立体声收音机每个通道都要测量。每个通道加的调制度要相同，在"立体声"、"单声"两种情况下进行测量。

如果收音机装有等响度控制装置，并且从外面不能断开，则测量时应将等响度控制器调节到作用最小的位置上，并且要减小频偏，防止收音机的音频部分过载。这种情况应在测量结果中注明。

29. 结果的表示

以调制频率为横坐标，对数刻度；以输出电压(或功率)为纵坐标，用分贝表示，线性刻度。这时应注明所用的参考电平。

立体声收音机两通道的曲线可画在同一张图上，但两条曲线要用不同的线条表示。

第十二节　整机通道间增益差及音量控制器改变时通道间的增益差

30. 测量方法

使收音机处在标准测试条件下，调节音量控制器，测量相应位置的输出电压(或功率)。不要改变平衡旋钮的位置，以左通道输出的电压值为参考，右通道的输出电压用分贝表示。应当在音量控制器衰减0～46分贝范围内进行测量。需要的话也可再选其它调制频率进行测量。

31. 结果的表示

将测量结果画成曲线，横坐标应表示音量控制器的位置，以“度”、“毫米”或点总调节范围的百分数为单位。纵坐标表示增益差，以分贝为单位。也可以左通道音量控制器的衰减量为横坐标，用分贝表示；以通道间的增益差为纵坐标，用分贝表示，线性刻度

第十三节　串音衰减

32．引言①

在立体声广播与接收系统中，如果编码器处仅有一个通道加有音频调制信号，从理论上讲，收音机处只能在相应的通道有音频信号输出，另一个通道不应当有音频信号输出。实际上，另一个通道却有音频输出，这时就表明该系统有串音。串音衰减的定义就是，在立体声系统中，与编码器加有音频调制信号相对应的收音机的那个通道之音频输出电压比上收音机另一通道（此通道相应的编码器未加调制）的同频输出电压，用分贝表示即为串音衰减。

A 通道相对 B 通道的串音衰减为：

$$20\lg[(U_A)_A/(U_B)_B]$$

而 A 通道相对于 B 通道的分离度则为：

$$20\lg[(U_A)_A/(U_A)_B]$$

收音机的分离度之值与串音衰减之值相差不很大，但不相等。但有些收音机这两个指标相差比较大，其原因就是 $(U_B)_A$ 与 $(U_A)_B$ 不等造成的。

33．测量方法

① Y 通道加有音频调制信号，X 通道不加音频调制信号，则收音机相应的 Y 通道输出电压表示为 $(U_Y)_Y$，X 通道输出电压表示为 $(U_X)_Y$。

使收音机处在标准测试条件下，按附图1-1连线，将 S_1 旋到“3”位，只在 A 通道加音频调制信号，频偏为 ±15kHz 或 ±22.5kHz，记录两通道的音频电压输出。改变调制频率，重复上述测量。

将 S_1 旋到“4”位，只在 B 通道加音频调制信号，频偏值同上，记录下两个通道的输出电压，改变调制频率，重复上述测量。

在上述测量中，为消除噪声对测量结果的影响，以及把线性串音① 与非线性串音② 分开，应当使用选频电压表测量串音衰减。

可在其它频偏值及不同的导频信号电平和输入信号电平重复上述测量。

34. 结果的表示

以调制频率为横坐标，对数刻度，串音衰减为纵坐标，用分贝表示，线性刻度，画成曲线。

---

① 因编码器、解码器本身的增益差、相位差造成的调制信号的漏泄叫线性串音。

② 调制信号，以外的高次谐波在未加调制信号通道中出现，这叫非线性串音。

第三章　选择性

第十四节　引　　言

35．标准测试条件

如没有其它说明，选择性测量应当在音频保护比[①]为30dB的情况下进行。加调制时，如没有殊特说明，有用信号、干扰信号的频偏均为±15kHz或22.5kHz。

第十五节　俘获比

36．引言

收音机的俘获比描述了收音机在接收到同频的两个射频信号时，能从中选出较强信号的能力。如果两个射频信号强度之比大于收音机的俘获比，那么所测得的音频对干扰的比值是比较大的，但若两个信号同时调制，仍会出现可听的音频干扰。因此，俘获比定义为：有用信号被1kHz音频信号调制，频偏为±15kHz或±22.5kHz。同时加一个与有用信号同频的干扰信号，改变干扰信号的强度，使收音机输出的

---

① 所谓音频保护比是指，收音机在接收有用射频信号时，其音频输出若为U，如果此时再加上射频干扰信号，收音机的音频输出（包括噪声）为ΔU，ΔU与U有如下关系存在：

$$20\lg\frac{U}{\Delta U}=30\text{dB}$$

这时干扰信号的强度就是我们需要的值。$20\lg U/\Delta U$（=30dB）就叫音频保护比。下面的俘获比测量、隔通道、邻近通道及共通道信号抑制的测量都是在音频保护比为30dB的条件下测量的。

有用音频信号下降1dB及30dB。这时把干扰信号相应的两个输入信号电平值之差的一半叫做俘获比。如果用 U_{30} 和 U_1 分别表示两个干扰信号的强度，以有用信号 U_0 为参考电压，则俘获比可用下式表示

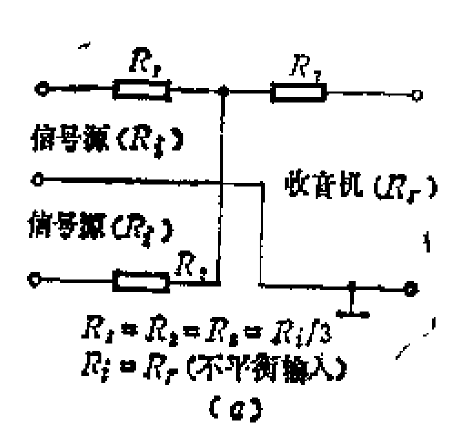
$$[20\lg(U_{30}/U_1)-20\lg(U_1/U_0)]/2$$

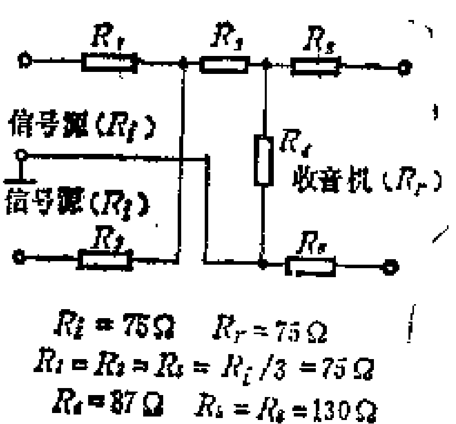
经过整理后，俘获比可写成如下公式

$$[20\lg(U_{30}/U_1)]/2$$

37．测量方法

俘获比是用双信号源进行测量的，因此需要用一个匹配网络将信号源与收音机连接起来，把两个射频信号输入到收音机的天线端子上。匹配网络如附图1-8所示。





附图1-8　俘获比测量用匹配网络

将有用信号、干扰信号经上述匹配网络加到收音机的天线端子上。首先校准两个信号发生器的频率及输出电平。由于在俘获比的测量中，对两个信号发生器的频率、输出电平的精度等级的要求是很高的，所以必须校准。

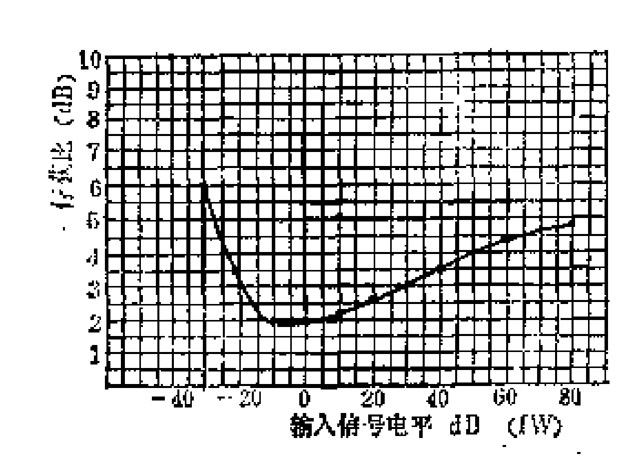
使一个信号发生器的输出为0，另一个信号发生器的输出为收音机需要的标准射频输入信号，按5.11.2推荐的方法仔细调谐收音机，记录此时收音机的输出电压（可调整音量电位器，使输出电压为一易读的数值）。然

后去掉调制，调节第一个信号发生器，使其输出信号电压为60dB(fW)，调谐该信号发生器，使收音机音频输出为200Hz的拍频电压，然后调节衰减器使拍频幅值最大。此时两信号发生器的频率及电平均已调整好，可进行下面的测量。

将第一个信号发生器加上调制，调节第二信号发生器的输出电平，使收音机的音频输出比上面校准时的音频输出低1dB，记录此时第二个信号发生器的输出电平①。

增加第二个信号发生器的输出信号电平，使收音机的音频输出下降30dB，记下此时第二个信号发生器输出信号电平②。

上述两个电平差的一半即为俘获比。因为俘获比与收音机的调幅抑制和带宽有关，二者都是信号电平的函数。上述测量可在其它输入信号电平值下重复进行。



附图 1-9　俘获比曲线

38. 结果的表示

以已调信号的电平为横坐标，用分贝表示，线性刻度。以俘获比为纵坐标，用分贝表示，线性刻度画成曲线，附图 1-9 是俘获比曲线。

① 此时已调信号俘获了未调信号。
② 此时未调信号俘获了已调信号。

第十六节 隔通道、邻近通道及共通道信号抑制[1]

39. 引言

收音机要能抑制与有用信号频率相近的那些信号。为了使有用信号与干扰信号的比值较高，要求在有用信号频率上下400kHz 的范围内，输入干扰信号的电平要低于有用信号。立体声收音机在“立体声状态”下工作时，抑制相近频率的能力比单声道收音机差。这是由于立体声收音机的带宽比较宽，还有解码器造成的影响。

用正弦波调制干扰信号或用加计权的预加重噪声调制干扰信号。后一种方法给出的测试结果与主观测试结果非常接近，但所用仪器太复杂。选用噪声计权是为了使噪声频谱更接近现代舞蹈音乐（西欧）。这是邻近通道干扰调制的临界形式。

40. 测量方法

正弦调制法

有用信号和干扰信号同时加到匹配网络上，使干扰信号的输出电平为0，有用信号为标准射频输入信号。按5.11.2推荐的调谐方法仔细调谐收音机。由于AFC对测量结果影响很大，所以AFC要断开。

---

① 调频收音机的通带宽度一般取为200kHz，例如一电台之频率为98MHz，与它相邻电台的频率为98.2MHz，98MHz与98.2MHz彼此就称为邻近通道。如果有一电台的频率为98.4MHz，那么98MHz与98.4MHz彼此就称为隔通道。如果两电台都是98MHz，那么它们彼此就是共通道。当然共通道在同一地区是不存在的。但收音机天线既接收直射波，又接收反射波，这就是共通道干扰。

记录下音频输出电压(立体声收音机两通道的输出应当相等)，然后去掉调制。如果收音机工作在“立体声”状态，导频信号或副载波应当保留。将干扰信号的频率调节到要求的频率值。单音调制时，频偏为±15kHz或±22.5kHz；在测量共通道干扰时，频偏为±26.7kHz或±40kHz。在测邻近通道或隔通道抑制时，干扰信号与有用信号的频率差用频率计准确地进行测量，而直接校准两个信号发生器则达不到测量所要求的精度。然后调节干扰信号的输出电平，使音频端输出的音频有用信号与音频干扰信号之比为30dB，或其它的被指明之值。之后，去掉干扰信号的调制，音频输出下降10dB。这样可以保证测量结果不受交流声或噪声影响，包括信号发生器或广播发射机的干扰的影响。测量时，监听收音机的输出对测量将是有帮助的，加AFC，重复上述测量。

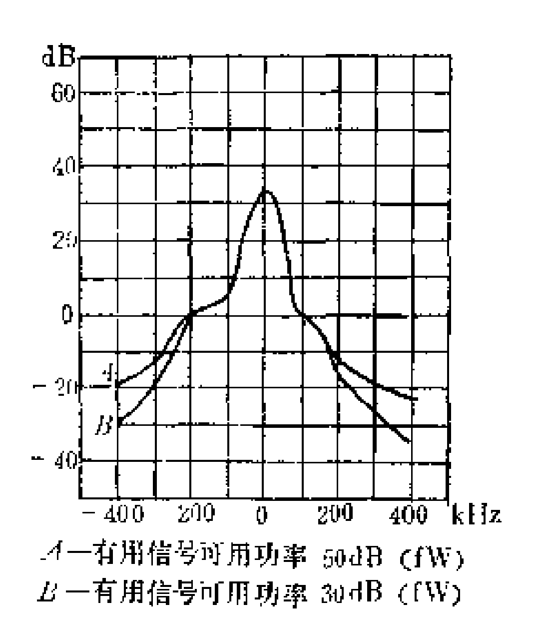
干扰信号的频率应当在有用信号频率两边，频率间隙为0kHz，25kHz，50kHz，75kHz，100kHz，150kHz，200kHz，250kHz，300kHz，400kHz，500kHz，600kHz，700kHz，800kHz，900kHz和1000kHz。

有用信号的频率应选择在不受广播干扰的频率点上。

频偏的大小对测量结果影响很大，所以应根据本国广播标准及实践取合适的频偏进行测量。

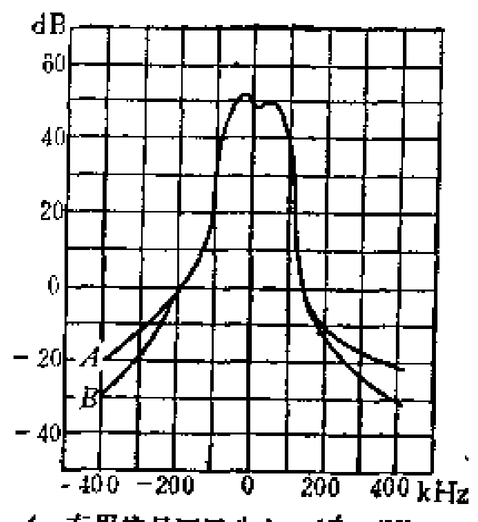
41．结果的表示

用音频信号对干扰信号的比值和有用的输入信号作参数，以有用信号与干扰信号的差频为横坐标，线性刻度。以有用射频信号对射频干扰信号之比为纵坐标，用分贝表示，线性刻度，作出附图1-10。其中(*a*)是单声道接收的选择性曲线，(*b*)是立体声接收的选择性曲线。



A—有用信号可用功率 50dB (fW)
B—有用信号可用功率 30dB (fW)

附图 1-10(a) 单声道收音机选择性曲线



A—有用信号可用功率50dB (fW)
B—有用信号可用功率30dB (fW)

附图 1-10(b) 立体声收音机选择性曲线

第十七节 调幅抑制

42. 引言

收音机的调幅抑制比，表示该收音机抑制输入信号寄生调幅的能力。

电磁波的衰落现象、多路反射，发射机的寄生调幅及收音机的通带限制、失谐等都会产生调幅成分。

43. 输出电压比较法

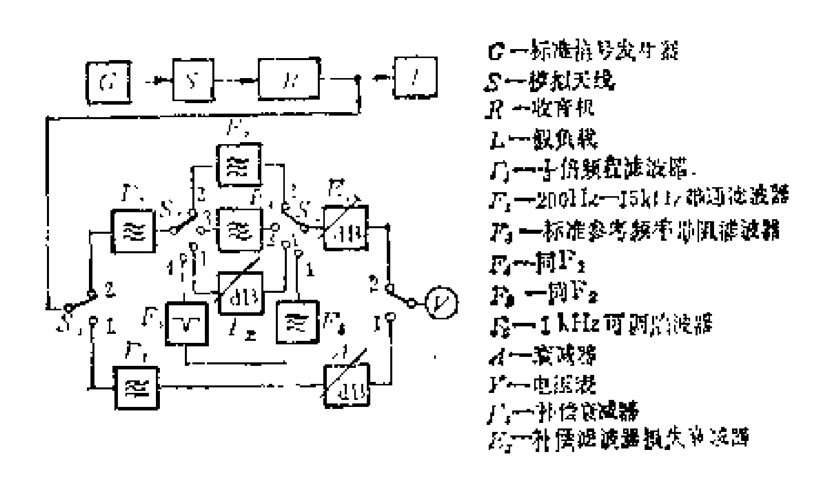
43.1 同时法

电路连接如附图1-11所示，将收音机置于标准测试条件下，把频偏加到额定最大系统频编，调制频率 1kHz。减少音量输出，以防过载。开关 S_1 旋到 “1” 位，测量 1kHz 的输

出电压。保持频率调制，给已调频波加上30%的振幅调制，调制信号频率为400Hz。将 S_1 旋到“2”位，S_2 旋到“4”位，测量输出电压 U_2。调整滤波器 F_6，使 U_2 之值最小，此时输出电压是400Hz 和1kHz 与 400Hz 的互调产物 600Hz 及 1000Hz。调幅抑制可用下式表示：

$$20\lg(U_1/U_2)$$

改用其它的调幅系数和其它的输入信号电平重复上述测量。



附图 1-11 各种测量用电路图

43.2 顺序法①

这种方法，其输入信号或是调幅，或是调频。它与实际广播况是不同的。在某些条件下，用这种方法测量，误差会是很大的。因此，在可能的条件下，都应把这种测量的结果与用“同时法”测量的结果进行比较。

测量时使收音机置于标准测试条件下，频偏加到额定最大系统频偏，调节音量电位器，防止音频部分过载。测量输

① 这种方法在比较同样电路的几个样机时是合适的，但不同设计的样机不能用此方法比较，应当用“同时法”进行测量比较。

出电压 U_1。然后去掉频率调制，加上30%的振幅调制，调制频率为1kHz，测量输出电压 U_2。调幅抑制比为 $20\lg(U_1/U_2)$。

第十八节　调谐特性[①]

44. 引言

当加到收音机天线端子上的射频信号频率在收音机的调谐点附近变化时，收音机的音频输出电压与外加射频信号频率的关系就是收音机的调谐特性。AFC可使调谐特性平稳。AFC工作时测量的调谐特性表示它牵引和保持的频率范围。

45. 测量方法

使收音机处在标准测试条件下，减小输入信号电平，使收音机在限幅电平下工作。此时信噪比很低，用选频电压表测出1kHz 的音频输出电压（用波形分析仪或⅓倍频程滤波器）。这些应在测试结果中说明。输入信号电平也应当说明。以原来的信号频率为起点，分别向两边逐级改变输入信号频率，测量相应的音频输出电压。

可用其它输入信号电平重复上述测量。如果配有AFC 开关，应当使 AFC 工作，重复测量。首先从原始频率点逐级降低输入信号频率，导到输出电压突然消失。每变一次频率，

---

① 有些收音机的自动频率控制(AFC)牵引范围很宽，AFC 的控制作用就不大好，收音机在接收弱信号电台时，由于有频率较近的强电台存在而使弱信号电台失谐。但有些收音机的AFC牵引范围较窄，保持范围过宽，于是就不易受强电台影响。由于各种情况都可能发生，因此规定一个标准的测量方法是困难的。那么按第40条定出的测量方法测量是可行的。只是干扰信号不加调制，有用信号加调制，这时由于干扰信号的作用使音频输出将发生变化，该变化量表示有AFC作用时干扰信号影响的程度。这些测量很容易地与第17条给出的那些测量结合在一起。

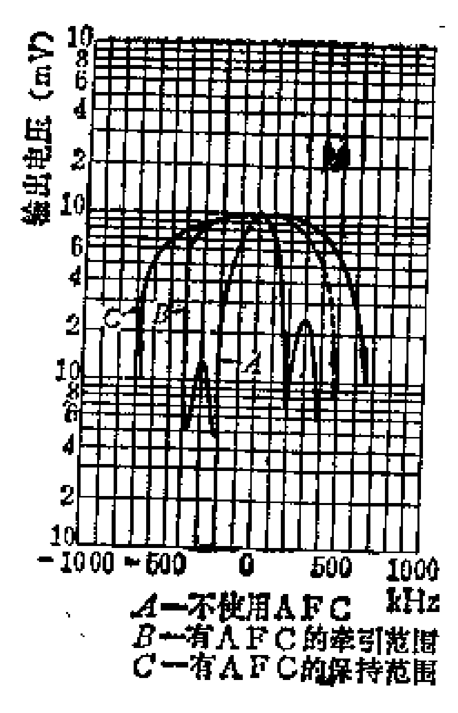
记一个输出电压值。然后增加输入信号频率，直到输出电压突然消失。每变一次频率，记一个输出电压。然后降低输入信号频率，使之回到调谐点。这些测量就能确定AFC的保持和牵引范围。

另一种方法是不管音频输出电压的大小，用频率计测量本振频率，输入信号频率改变一次，测一次本振频率。这种方法也可测出AFC保持和牵引范围。

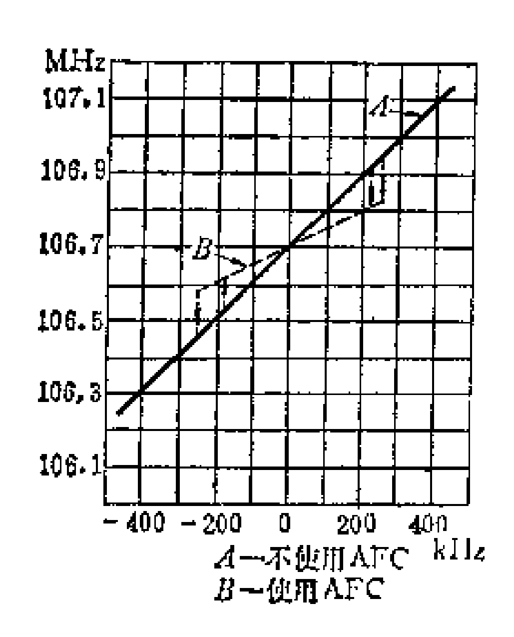
可在其它输入信号电平值下重复上述测量。

46. 结果的表示

以输出电压为纵坐标，用分贝表示，线性刻度，以输入信号与原始信号频率之差为横坐标，线性刻度。如果调谐范围比较大，可用对数坐标。如果测量的是本振频率，则以本振频率为纵坐标，以“兆赫”为单位，线性刻度，参考附图1-12和附图1-13。



附图1-12 调谐特性



附图1-13 测量本振频率所得的调谐特性

第十九节　从天线进来的干扰信号的抑制

47．引言

超外差式收音机除了对调谐频率附近的信号有响应外，对中频信号、假像频率及其谐波，以及与本振谐波频率相近的干扰信号都能有响应。这些响应可用单信号、双信号的方法测量。但二者的测量条件和结果有很大的不同，因此在测量结果中清楚地区别开进行的是哪种测量是非常重要的。尤其是测量立体声收音机的“立体声”工作状态时更是如此。由于几个信号的混合，在收音机的输入级将产生非线性的响应，这时可用三信号法测量。

单信号中频抑制比

在保持音频输出不变的条件下，输入的调谐频率信号电平值与输入的中频频率信号电平值之比，用分贝表示，即为单信号中频抑制比。输入的调谐频率的信号电平应低于限幅电平。如果信噪比很低，应当使用选频法测量音频输出电压。

双信号中频抑制比

中频干扰信号电平与输入的调谐频率信号电平之比，用分贝表示，即为双信号中频抑制比。该比值要满足下面两个条件：

1）干扰信号频率和电平应当使互调干扰音频输出为1kHz，并且比有用音频信号输出低30dB。

2）有用信号电平在没有干扰信号时，信噪比为30dB。

如果收音机有平衡输入电路，上述每个特性的两个值都要测量。一个值是把中频信号加到收音机的不平衡端进行测

量，另一个是把中频信号加到平衡端进行测量。当收音机直接连接到天线上面没有其它收音机与之分流天线信号时，这种形式在实际中显得非常重要。

超外差式及类似的收音机，其假象频率等于调谐频率加上（或减去）2倍中频。

单信号假象抑制

在保持音频输出不变的条件下，假像频率的输入信号电平与调谐频率的输入信号电平之比，用分贝表示，即为单信号假像抑制。调谐频率的信号应低于限幅电平，如果信噪比低，音频输出电压可用选频电压表测量。

双信号假象抑制

假像频率的输入信号电平与调谐频率的输入信号电平之比，用分贝表示即为双信号假像抑制。谐调频率输入的信号强度应使收音机的输出信噪比为 30dB。即1kHz 拍频输出比调谐频率的音频输出低30dB。

寄生响应频率为 f_s，它与本振频率 f_0 及中频 f_i 的关系由下列方程定出。

1) $f_s = f_0 \pm f_i/n$

n 是大于1的整数

2) $f_s = f_0$

这个响应只能用双信号法则

3) $f_s = nf_0 \pm f_i$

n 是0或大于1的整数

48. 测量方法

48.1 已调信号法

使收音机处在标准测试条件下，测量－3dB 限幅电平及相应的音频输出电压。调节信号频率，使它大约等于中频、

假像频率和寄生响应频率。增加输入信号电平，改变输入信号频率，使音频输出最大，调节输入信号电平，使音频输出等于－3dB限幅电平对应的音频输出电压。当以不平衡的形式测量单信号中频抑制时，输入信号应当通过适当的匹配网络加到收音机的天线输入端上。如果收音机有平衡输入端，将平衡输入的两个端子连接在一起，中频信号就加在这个连接点及收音机输入端的地线上。连接的方法要在测量结果中加以说明。

48.2 噪声抑制法

在使用48.1的方法进行测量时，测量信号不加调制。当测量收音机输出噪声电压时，要调整输入信号电平，使得在参考条件及测量条件下得到相等的输出噪声电压。由于该信号存在会使噪声输出减少，所以这种方法适用于立体声收音机的测试，这时收音机工作在“立体声”状态且仅加导频信号。

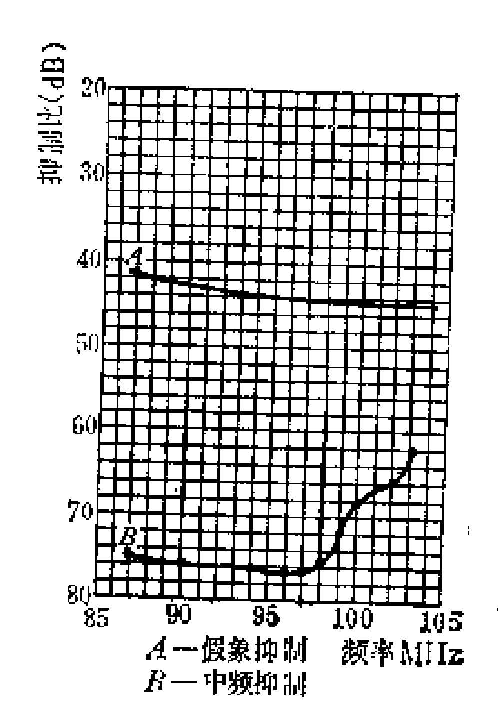
收音机的某些寄生响应，是由于导频信乘线路结构造成的。对于这些寄生响应，已调信号法和噪声抑制法的测量结果会有很大不同。

49. 结果的表示

对于一个给定信号，单信号中频抑制比及假象抑制比可以列表或画成曲线。以单信号中频抑制比或假象抑制比为纵座标，用分贝表示，线性刻度。而以调谐频率为横座标，线性刻度。各种寄生响应都可用同一形式表示。单调谐频率所有主要的寄生响应也可用频谱图表示。请参考附图1-14(*a*)和附图1-14(b)。前者是假象抑制和中频抑制曲线，后者是94MHz的寄生响应。测试结果应说明使用的48.1的方法，还是48.2的方法。

50. 双信号法

按41条方法进行测量，除了调节有用信号电平，使其在没有干扰信号时有 30dB 的信噪比外，还要把干扰信号调到接近中频假像或寄生响应频率。去掉有用信号，调节干扰信号频率，使音频输出最大，之后去掉调制，加上有用信号，调节干扰信号频率得到 1kHz 拍频。再调节干扰信号电平，使拍频电压比有用信号加调制时的音频输出（在没有干扰电压的情况）低30dB，最后用选频法测量拍频电压值。这个方法对于测量 $f_0 = f_s$的信号响应是合适的。这种响应不能用单信号法测量。



附图 1-14（a） 假像及中频抑制比

对于高质量的收音机，使用这种方法测量所遇到的困难，已经叙述过了，就是要求信号发生器的频率极其稳定。

频率 (MHz)	响应 (dB)
94.0	0
99.35	-40
88.65	-45
101.1	-55
86.9	-60
115.4	-37

附图 1-14（b） 调谐频率为94MHz的寄生响应

51. 结果的表示

双信号中频假象和寄生响应能象单一信号响应一样用同一种方式表示，但在测试结果中应注明是使用双信号法测量的。

第二十节　强信号寄生响应

52. 引言

进入收音机的一个或多个强信号会引起寄生响应。其中一个或多个可能是收音机调谐范围外的频率。一些寄生响应可用双信号法测量，而另一些寄生响应只能用三信号法测量。当干扰信号的各个频率与调谐频率均匀分布时，将会有特别严重的寄生响应产生。这些假响应的测量方法前面已经给出，对于其它响应的（这种响应在某些特殊情况下可能是重要的）测量，类似的方法是可行的。

53. 测量方法

当有频率 f_1、f_2 两个强信号时，它们足以产生一个频率等于调谐频率 f_t 的干扰信号。（$2f_1-f_2=f_t$型互调）。第41条测量方法，除了根据最初测量的输出电压外，其它在这里都适用。调节两信号发生器的频率，使它们仍满足下列两个方程：

$$f_1=f_t\pm\Delta f$$
$$f_2=f_t\pm2\Delta f$$

式中　f_t 为调谐频率，f_1、f_2 同时取相同的符号。

当这两个方程同时满足时，f_1、f_2 和 f_t 之间的间隔相等。为避免选择性对测量结果的影响，频率间隔 Δf 应当不小于30(kHz。

远离调谐频率的信号按第41条方法调制。另一个信号不加调制。仔细调节一个信号发生器的频率，直至得到最大音频输出为止。两个输入信号的电平应当相等，并且要调整到等于最初测量的音频输出电压时为止。应当在频率间隔 ±400kHz 到 ±2200kHz 或更宽的范围内进行测量。

第四章　灵 敏 度

第二十一节　引　　言

54．概述

测量收音机的灵敏度指的是测量它接收弱信号并产生适当幅值及可听质量的音频信号的能力。

灵敏度可根据输出信号的各种数据来判定：

A）信噪比

B）输出电压（或功率）

C）限幅电平

可用灵敏度指的是限噪灵敏度或限增益灵敏度。

第二十二节　信 噪 比

55．引言

收音机的信噪比是在指定条件下音频输出电压与噪声电压之比。噪声测量使用下述方法之一。

A）使用4.2条和附图 1-1(*a*) 限定的带通滤波器及有效值仪表；

B）使用在附录一中限定的仪表及计权网络；

C）使用22.4Hz 到15kHz，3dB 带宽带通滤波器及上面*A*)项列出的电压表。

因为不同的测量方法得出不同的测量结果，所以要在测试结果中注明所使用的方法。

56. 测量方法

56.1 顺序法

仪器连接如附图1-11所示。使收音机处在标准测试条件下，S_1、S_2旋到"1"位，衰减器放在"0"位。去掉信号的调制，将S_1旋到"2"位，记下电压表读数。之后将S_1旋到"1"位，重新加上调制，使频偏达到额定最大系统频偏，调节衰减器A，使电压表的读数与上面的电压相等。衰减器A的读数就代表信噪比之值。改变射频信号的频率及音调调节器的位置，重复上述测量。在测立体声收音机时，应去掉1kHz的调制信号，保留导频或副载波的调制。

56.2 同时法

在某些情况下，已调信号的存在会使调频收音机的噪声增加而不是减少，下面这个测试方法就考虑到这个影响。

使用56.1条方法，但不去掉调制，S_2旋到"2"位，把输出电压的基波滤掉，调节衰减器A，使S_1旋到任何位置时电压表的读数都相等，这时A的读数就等于用分贝表示的信噪比。

可用其它频偏值重复上述测量。

立体声收音机的两个通道应当反相调制，并用附图1-11的电路依次测量每个通道的输出电压。

56.3 不加计权测量

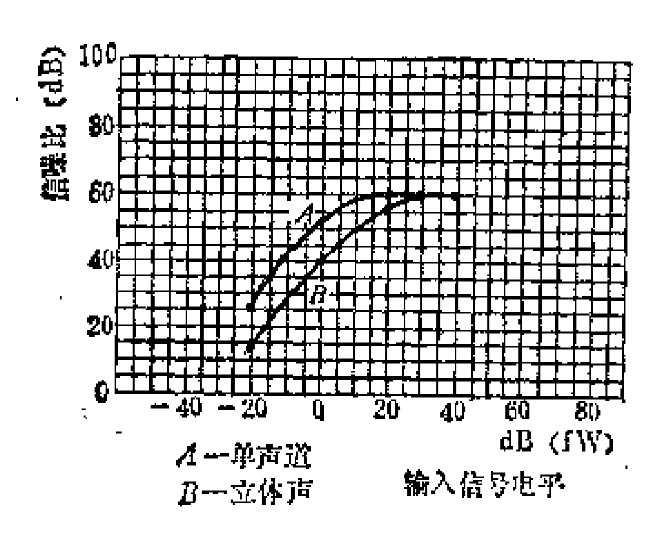
除了用22.4Hz～15kHz，3dB带宽的滤波器（该滤波器的特性曲线参看附图1-1(c)）代替附图1-11中的滤波器F_2以外，线路的其余部分及测试方法与56.1及56.2相同。

57. 结果的表示

以信噪比为纵座标，用分贝表示，线性刻度，以输入信号电平为横座标，用分贝表示，线性刻度画图。使用的方法

是第56.1条还是第56.2条应在测试结果中说明。

同时调制法以频偏为参数的曲线族可以画在图中，请参考附图1-15，这是信噪比曲线。



附图1-15　信噪比曲线

第二十三节　限噪灵敏度

58. 引言

收音机限噪灵敏度指的是在音频输出端产生规定的信噪比时，最小的射频输入电平值。

59. 测量方法

根据第56条可得到信噪比的测量结果。

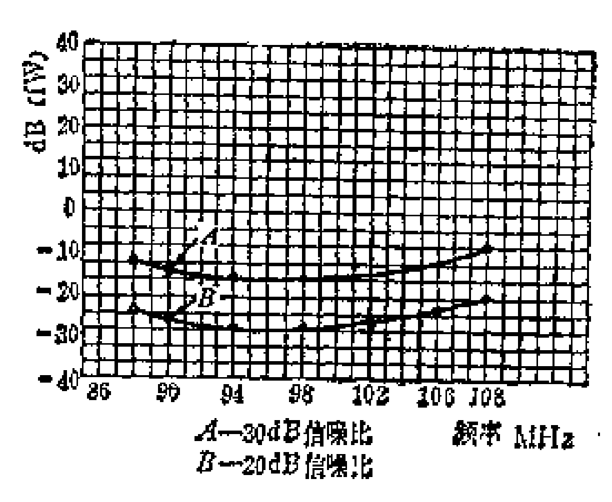
信噪比的测量应当在各种不同输入信号电平下进行，以找出信噪比变化最快的那个输入信号电平的最小值。

可用其它频率值重复上述测量

60. 结果的表示

以限噪灵敏度为纵坐标，用分贝表，线性刻度，以输入

信号频率为横坐标，用兆赫(MHz)表示，线性刻度，请参考附图1-16。这是限噪灵敏度曲线。在测试结果中应注明测量方法。



附图1-16　限噪灵敏度

第二十四节　限增益灵敏度

61．引言

当射频输入信号电平较低时，用选频法测音频输出电压，如果此输出电压比指定失真下的额定输出电压值低，可以说收音机的增益被限定了。

当调制频率为1kHz，频偏为22.5kHz(或15kHz)，音量电位器位于最大输出位置，音频输出电压比指定失真下的额定输出电压低10.5dB时，所对应的最低输入信号电平值称作限增益灵敏度。

62．测量方法

使用第56.2条方法，S_2位于“3”位，只测量调制信号

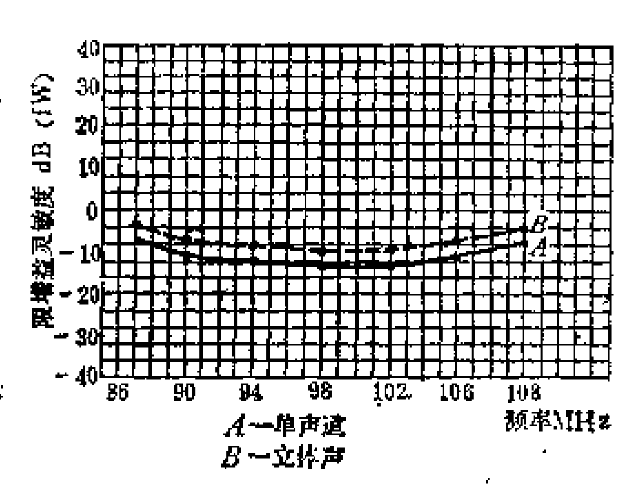
的基波。衰减器A放在"0"位，调节输入信号电平，使收音机的音频输出比指定失真下的额定输出电压低10.5dB。

可在其它射频频率和"立体声"工作状态下重复上述测量。

63. 结果的表示

以限增益灵敏度为纵坐标，用分贝表示。以输入信号的频率为横坐标，用兆赫(MHz)表示，线性刻度，绘图。

立体声和单声道两种工作状态的曲线可画在同一张图上，附图1-17就是限增益灵敏度与输入信号频率的关系曲线。



附图1-17　限增益灵敏度与输入信号频率的关系

第二十五节　输出—输入特性

64. 引言

收音机最重要的特性之一是音频输出电压与射频输入信号可用功率之间的关系。这个关系可用图表示。若噪声输出电压与射频输入电压之间的关系也在同一张图上表示出来将是非常有用的。收音机的下述很多特性可以从这张图上确定。

A）限噪和限增益灵敏度；

B）3dB限幅电平；

C）用第五节测量不能表示的过载效应；

D）放大余量；

E）频偏灵敏度；

F）最终信噪比；

立体声接收时，下列特性也可用此特性曲线确定。

G）立体声解码器启动时的输入信号电平；

H）立体声信噪比；

J）立体声解码器滞后接通现象。

65. 测量方法

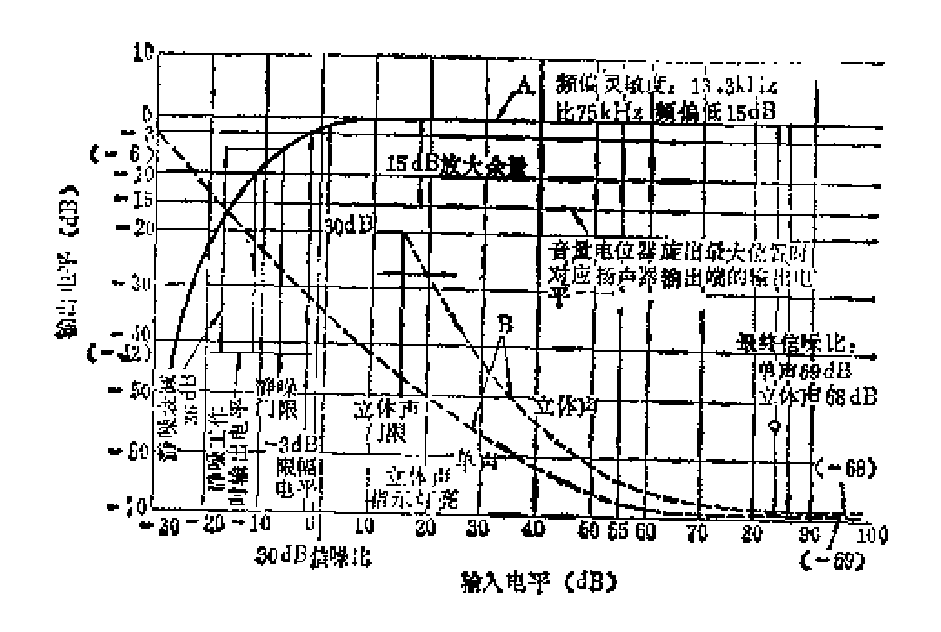
用附图1-11电路。将S_1旋到“1”位，使收音机处在标准测试条件下，增加频偏到额定最大系统频偏，减小射频输入信号电平直到－30dB(fW)，测量音频输出电压。然后逐级增加射频输出信号电平，测量相应的音频输出电压。当测量低输入信号电平产生的音频输出电压时，信噪比可能很差，这时S_1可旋到“2”位，S_2旋到“3”位，用选频法测量输出电压。但这应在测试结果中说明。

输入信号电平每增加一次，收音机的调谐都要校正一次。调谐过程发生的任何重大变化都要在测试结果中加以说明。如果收音机有音频功放，当输入信号电平超过70dB(fW)时会使功放过载。

66. 结果的表示

以射频输入的可用功率为横坐标，线性刻度，以音频输出电压为纵坐标，用分贝表示，测量的结果画成曲线。对应于不同的频偏，测量出相应的曲线，画成曲线族。单声道、立体声的输出-输入特性可画在同一张图上。参考附图1-18

立体声、单声道接收时收音机的信噪比曲线也可画在此图上。



附图 1-18 输出-输入特性曲线

67. **术语解释**

-3dB限幅电平：

音频输出电压比指定的射频输入信号电平〔推荐值为85dB(fW)〕所对应的音频输出电压低3dB时所对应的射频输入信号电平，称作-3dB限幅电平。

放大余量

收音机的放大余量是与音量控制器相配合的。用1kHz调制，频偏为额定最大系统频偏，射频输入信号电平为一指定电平——推荐值为85dB(fW)，调节音量电位器，使音频输出为指定失真下的额定输出电压，这时音量控制器衰减的分贝数即为收音机的放大余量。

频偏灵敏度

指定射频输入信号电平——推荐值是85dB(fW)，音量控制器旋到最大位置，这时为产生指定失真下的额定输出电

压值所需要的频偏值，即为收音机的频偏灵敏度。

最终信噪比

当输入的射频信号电平很高时，再增加射频信号电平时，信噪比没有明显的增加，此时收音机的信噪比称为最终信噪比。

立体声门限

立体声收音机的解码器开始工作的输入信号电平叫立体声门限。

立体声指示器门限

表明收音机工作在立体声状态时的输入信号电平值称为立体声指示器门限，它不一定等于立体声门限。

静噪门限

由于静噪电路的作用，必须在一定的射频输入信号电平下，输出端才有音频信号输出，这个射频信号电平就称做静噪门限。

静噪衰减

用1kHz调制，频偏为最大额定系统频偏，静噪开关启动时，用选频法测量1kHz的音频输出电压，此时音频输出将下降，这个下降的数值就是静噪衰减。

第五章　内部信号源的干扰

第二十六节　单信号啸叫

68. 引言

在有用信号频率附近产生中频谐波引起的拍频啸叫。在

收音机内部的中放级或解调部分都可能产生这些谐波。它们可能辐射到收音机的前级，将别是当谐波成分在收音机的接收频段内，情况更是如此。

69. 啸叫效应的确定

69.1 测量方法

使收音机处在标准测试条件下，记下输出电压。之后去掉调制，在从中频频率到最高的接收频率范围内，改变输入信号频率。在每一个频率上，使收音机在整个接收频段内调谐，寻找拍频声音。找到拍频后，调节输入信号频率，使拍频频率为 1kHz，测量此电压。如果信噪比很低，可用选频法测量此电压。

当收音机调谐到中频谐波附近的频率时，对这些落在接收频段内的中频谐波成分，要给以足够的注意。

69.2 结果的表示

把测试结果列成表格。表中应列有输入信号频率，收音机调谐频率和啸叫的有效频偏。该值可用啸叫的输出电压与标准射频输入时的音频输出电压之比来表示。

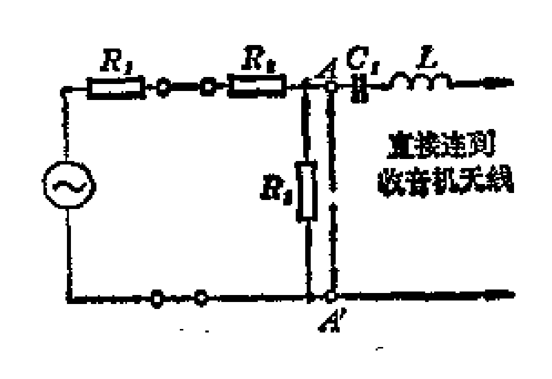
第二十七节　副载波、导频信号基波的抑制

70. 引言

收音机的输出端可能会出现超音频成分，结果除了使收音机本身不能正常收音外，与收音机相连接的设备，如录音机也不能正常工作。在设计收音机解码器时，要抑制副载波的某些频率成分，或者给收音机配上滤波器，或者既让收音机的解码电路能抑制超音频成分，又带有滤波器，以把此效应的影响减到最低。

71. 测量方法①

使收音机处在标准测试条件下，去掉音频调制，仅加上导频信号，测量残余输出电压。不使用滤波器。或者两个通道加上 1kHz 的反相调制频率，频偏为 ±22.5kHz（或 ±15kHz），用选频法测量 19kHz 及其谐波。此外，还应当测量导频单音的倍频中 1kHz 附近的频率成分，以便把边频成分包含在内。



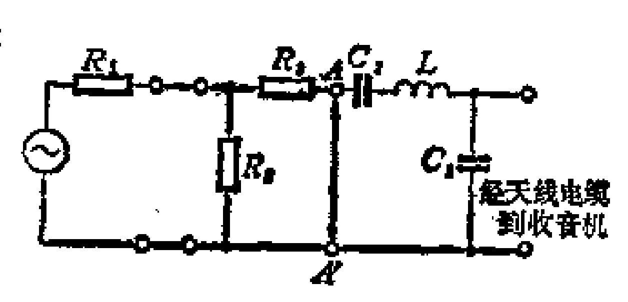
附图 1-19（a） 拉杆天线等效电路

收音机的几个输出端都要进行上述这个项目的测量。

72. 结果的表示

每个通道输出的导频信号电压、副载波、边频及它们的谐波电压，用分贝表示，参考电平是：调制频率 1kHz，额定最大系统频偏、标准测试条件下的音频输出电压。

用选频法测出的结果可用频谱图表示。



附图 1-19（b） 汽车收音机天线等效电路

① 边频成分的振幅通常与导频谐波的振幅相差不多，应当用各种调制频率，最高到15kHz的调制频率进行上述项目的测量。

附录二 蜂房效应普遍性的证明

一、概 述

蜂房效应是导频制调频立体声广播的一大优点。由于此效应，立体声广播的兼容输出，不因有副通道信号的存在而减小，即立体声广播的调制信号中“和”信号与“差”信号所产生的频偏相等，并且等于单声道调频广播时调制信号产生的频偏值。因此，立体声收音机收音时信噪比不会下降太多，单声道收音机接收时，音频输出不会减小。

关于这个效应，国内、外书刊都有叙述，但没有证明，只通过一个特殊情况作一简单说明。我国由于调频立体声广播制式验证的需要，必须给蜂房效应全面、严格的证明。下面通过波形分析和数学计算证明蜂房效应的普遍性。

二、蜂房效应的概念

在不考虑导频信号的条件下，立体声广播的调制信号有以下两部分。

“和”信号或主信号$(L+R)$，用M表示。

抑制载波双边带信号：$(L-R)\sin\omega_s t$，若用S表示差信号$(L-R)$，上式又可写成：$S\sin\omega_s t$。

调频广播规定最大系统频偏为±75kHz；蜂房效应就是$(L+R)$信号产生的最大频偏为±75kHz，$(L-R)\sin\omega_s t$产生

的最大频偏也为±75kHz。而总频偏仍是±75kHz。

上面几个表达式中的L、R分别代表立体声编码器输入的左、右路信号。

$$M = L + R \qquad \text{(附2-1)}$$

$$S = L - R \qquad \text{(附2-2)}$$

ω_s代表副载波的角频率，它等于$2\pi \times 38\text{kHz}$

为了证明蜂房效应，先给出有关波形，以建立形象的概念，

1．蜂房效应的波形表示

图3-11中画出了L信号、R信号、$(L+R)$信号、$(L-R)$信号及$(L-R)\sin\omega_s t$信号的波形。

图3-11中的L、R均假设为正弦波，并且有如下关系。

$$L = l_m \mathrm{siin}\,\omega_L t \qquad \text{(附2-3)}$$

$$R = -r_m \cos\omega_R t \qquad \text{(附2-4)}$$

式中，l_m、r_m分别代表左、右路信号的振幅，并且设$l_m = r_m$。

ω_L、ω_R分别代表左、右路信号的角频率，并且设$\omega_R = 2\omega_L$。

从图3-11可以看到，$(L+R)$的最大峰值点正好与$(L-R)$的0点对应；而$(L-R)$的最大峰值点正好与$(L+R)$的0点对应。这样，当$(L+R)$产生最大峰值频偏时，$(L-R)$产生的频偏为0；反之，情况是一样的。因此，$(L+R)$与$(L-R)$的最大峰值点不是同时出现的。因抑制载波双边带信号$(L-R)\sin\omega_s t$的包络线变化情况与$(L-R)$相同，所以$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$之间也存在上述关系：$(L+R)$的最大峰值点正好是抑制载波双边带信号$(L-R)\sin\omega_s t$的0点，而$(L-R)\sin\omega_s t$的最大峰值点正好是$(L+R)$的0点。因此总的调制信号：$(L+R)+(L-R)\sin\omega_s t$产生的频偏（通常叫复

合信号产生的最大频偏)与 $(L+R)$或$(L-R)\sin\omega_s t$ 产生的最大频偏相等。

图3-11画出了$(L+R)+(L-R)\sin\omega_s t$ 的波形，从波形可以看出，复合信号的最大峰值等于$(L+R)$〔或$(L-R)\sin\omega_s t$〕的最大峰值。如果$(L+R)$产生的最大频偏为±75 kHz，那么$(L-R)\sin\omega_s t$ 产生的最大频偏也是±75kHz；复合信号的最大频偏仍为±75kHz。

总起来说，$(L+R)$与$(L-R)$之间的最大峰值点交替出现；而$(L-R)$以抑制载波调幅方式调制副载波变成双边带信号——$(L-R)\sin\omega_s t$。因此，$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$ 之间的最大峰值点也交替出现，结果复合信号的最大频偏值仍保持不变。这种现象称作插入效应或蜂房效应。蜜蜂的蜂房结构如图3-12，蜂房之间互相插入，使空间得到充分利用，现在$(L+R)$与$(L-R)\sin\omega_s t$ 之间也存在类似的关系。

2．蜂房效应的简单计算

从图3-11看出，当 $t=t_1$ 时，L、R 信号同时达到最大值，此时$(L+R)$的峰值为$2l_m$ 或 $2r_m$，此时 $L-R=l_m-r_m=0$；当 $t=t_2$ 时；$L+R=l_m-r_m=0$；$L-R=-l_m-r_m=-2l_m$；复合信号$(L+R)+(L-R)\sin\omega_s t=2l_m$；若使 $2l_m$ 值产生±75kHz 频偏，则$(L+R)$、$(L-R)$及复合信号$(L+R)+(L-R)\sin\omega_s t$ 产生的最大频偏也与 $2l_m$ 或 $2r_m$ 电压相对应，都是±75kHz。

三、蜂房效应的证明

图3-11画出的L、R的波形很特殊；相位关系是两个信号的最大值同时出现，频率关系是 $\omega_R=2\omega_L$。如果 L、R 为其

它在[illegible]幅度及相位[illegible]关系[illegible]，[illegible]仍然存在，这点可以通过计算来证明。

设 $f_L=f_1$

$f_R=f_2$

$L=l_m\cos\omega_1 t$

$R=r_m\cos\omega_2 t$

虽然 $\omega_1\neq\omega_2$，但上[illegible]表达式中不引入初相角。因为可以适当选择 t 使[illegible]初相角为0[8]

$$L+R=l_m\cos\omega_1 t+r_m\cos\omega_2 t$$

$$=l_m\cos\omega_1 t+r_m\cos[\omega_1 t+(\omega_2-\omega_1)t]$$

$$=l_m\cos\omega_1 t+r_m\cos\omega_1 t\cos(\omega_2-\omega_1)t$$

$$-r_m\sin\omega_1 t\sin(\omega_2-\omega_1)t$$

$$=[l_m+r_m\cos(\omega_2-\omega_1)t]\cos\omega_1 t$$

$$-r_m\sin(\omega_2-\omega_1)t\sin\omega_1 t$$

若令

$$K_1=\sqrt{[l_m+r_m\cos(\omega_2-\omega_1)t]^2+[r_m\sin(\omega_2-\omega_1)t]^2}$$

则上式可写成

$$L+R=K_1\left[\frac{l_m+r_m\cos(\omega_2-\omega_1)t}{K_1}\cos\omega_1 t-\frac{r_m\sin(\omega_2-\omega_1)t}{K_1}\sin\omega_1 t\right]$$

$$=K_1\cos(\omega_1 t+\varphi) \tag{附2-5}$$

式中 $$\varphi=\mathrm{tg}^{-1}\frac{r_m\sin(\omega_2-\omega_1)t}{l_m+r_m\cos(\omega_2-\omega_1)t} \tag{附2-6}$$

$$L-R=l_m\cos\omega_1 t-r_m\cos\omega_2 t$$

$$=l_m\cos\omega_1 t-r_m\cos[\omega_1 t+(\omega_2-\omega_1)t]$$

$$=K_2\cos(\omega_1 t-\theta) \tag{附2-7}$$

式中 $K_2=\sqrt{[l_m-r_m\cos(\omega_2-\omega_1)t]^2+[r_m\sin(\omega_2-\omega_1)t]^2}$

$$\theta=\mathrm{tg}^{-1}\frac{r_m\sin(\omega_2-\omega_1)t}{l_m-r_m\cos(\omega_2-\omega_1)t} \qquad (附2\text{-}8)$$

此时，$(\vec{L}+\vec{R})$向量的相位为$\omega_1t+\varphi$，$(\vec{L}+\vec{R})$向量的相位为$\omega_1t-\theta$，两个向量的相位差为

$$(\omega_1t+\varphi)-(\omega_1t-\theta)=\varphi+\theta$$

若$\varphi+\theta=90°$，则向量$(\vec{L}+\vec{R})$与$(\vec{L}-\vec{R})$垂直。现在的问题是此时$\varphi+\theta$是不等于90°。为此，根据上面φ和θ的表达式先证明$\mathrm{tg}\varphi\times\mathrm{tg}\theta$是否等于1。由前面$\varphi$和$\theta$的表达式得出：

$$\mathrm{tg}\varphi\times\mathrm{tg}\theta=\frac{r_m\sin(\omega_2-\omega_1)t}{l_m+r_m\cos(\omega_2-\omega_1)t}\times\frac{r_m\sin(\omega_2-\omega_1)t}{l_m-r_m\cos(\omega_2-\omega_1)t}$$

$$=\frac{r_m^2\sin^2(\omega_2-\omega_1)t}{l_m^2-r_m^2\cos(\omega_2-\omega_1)t}$$

假设　$l_m=r_m$

（l_m、r_m是左、右信号的振幅，二者相等）

则有　$\mathrm{tg}\varphi\times\mathrm{tg}\theta=1$

现在证明$\mathrm{tg}\varphi\times\mathrm{tg}\theta=1$时，$\varphi+\theta=90°$。

证明如下：

$$\mathrm{tg}\varphi\times\mathrm{tg}\theta=\frac{\sin\varphi}{\cos\varphi}\times\frac{\sin\theta}{\cos\theta}$$

若$\varphi+\theta=90°$，则$\theta=90°-\varphi$

所以
$$\mathrm{tg}\varphi\times\mathrm{tg}\theta=\frac{\sin\varphi}{\cos\varphi}\times\frac{\sin(90°-\varphi)}{\cos(90°-\varphi)}$$

$$=\frac{\sin\varphi}{\cos\varphi}\times\frac{\cos\varphi}{\sin\varphi}$$

$$=1$$

通过上述证明可知，向量$(\vec{L}+\vec{R})$与向量$(\vec{L}-\vec{R})$互相垂直。所以，当$(\vec{L}+\vec{R})$达到最大值时，$(\vec{L}-\vec{R})$的值为0，反之亦然。

有人认为，L、R是两个频率不同的正弦波，不能作向量加法，而且正弦波的一些规律在这里不一定适用。

这个问题应当这样理解：

首先，这里是数学计算，把两个频率不同的正弦波写成了振幅，相位都是时间函数的表达式，不是向量加法。

其次，从"和"信号，"差"信号的表达式中可以看出，二者的振幅、相位总保持某一特定的关系。而我们研究的只是某一瞬间的情况。因此，允许先把$(L+R)$，$(L-R)$写成某一频率的表示式(如上面计算的那样)，然后用向量方法研究这两个信号$(L+R)$与$(L-R)$之间的关系。事实证明，用向量方法分析问题得出的结论与用波形分析的结论相同。

下面分别计算$(L+R)$的振幅和相位，严格证明蜂房效应。

因为 $L+R=K_1\cos(\omega_1 t+\varphi)$

其中 $K_1=\sqrt{[l_m+r_m\cos(\omega_2-\omega_1)t]^2+[r_m\sin(\omega_2-\omega_1)t]^2}$

$$=\sqrt{l_m^2+r_m^2\cos^2(\omega_2-\omega_1)t+2l_mr_m\cos(\omega_2-\omega_1)t+r_m^2\sin(\omega_2-\omega_1)t}$$

$$=\sqrt{l_m^2+r_m^2+2l_mr_m\cos(\omega_2-\omega_1)t}$$

$$L-R=K_2\cos(\omega_1 t-\theta)$$

$$K_2=\sqrt{l_m^2+r_m^2-2l_mr_m\cos(\omega_2-\omega_1)t}$$

所以，当$\cos(\omega_2-\omega_1)t=1$时，$K_1$的值最大，

此时 $K_1=\sqrt{l_m^2+r_m^2+2l_mr_m}$

$=\pm(l_m+r_m)$

相应的 K_2 值为 $\pm(l_m-r_m)$

若设 $l_m=r_m$，则有

$K_1=2l_m$

$=2r_m$

$K_2=0$

根据 $tg\varphi\times tg\theta=1$ 可以证明$(\vec{L}+\vec{R})$向量与$(\vec{L}-\vec{R})$向量互相垂直。当$(\vec{L}+\vec{R})$为最大值时，$(\vec{L}-\vec{R})$为0；当$(\vec{L}-\vec{R})$为最大值时，$(\vec{L}+\vec{R})$为0。这个结论是在 $l_m=r_m$的条件下得出的。

这是通过计算得到了相同的结论，条件也是 $l_m=r_m$。

大家知道：一个正弦函数 $A\sin\omega t$，只有当 $\sin\omega t=1$ 时，正弦函数的值才为 A，并且振幅 A是个常量，它的大小与时间无关。而我们这里所讨论的情况则不同，$(L+R)=K_1\cos(\omega_1t+\varphi)$，$(L-R)=K_2\cos(\omega_1t-\theta)$，它们的振幅 K_1、K_2和相角 $\omega_1t+\varphi$、$\omega_1t-\theta$、都是时间的函数，即K_1、K_2不是常数、φ、θ 也不是常数，而且 K_1、K_2、φ、θ 与时间的关系都是非线性的。因此，要使“和”信号 $(L+R)$ 达到最大值，K_1 必须在 $\cos(\omega_2-\omega_1)t=1$ 的条件下达到最大值，且 $\cos(\omega_1t+\varphi)$也应当是最大值1，而且就在此时刻，$(L-R)$的值应当为0。这样才能完全证明蜂房效应的正确性。

下面就来证明 K_1达到最大值时，$\cos(\omega_1t+\varphi)=1$及$(L-R)=0$。

$(L+R)=K_1\cos(\omega_1t+\varphi)$

$=\sqrt{l_m^2+r_m^2+2l_mr_m\cos(\omega_2-\omega_1)t}\cos(\omega_1t+\varphi)$

设$(\omega_2-\omega_1)t=2k\pi \quad (k=1, 2, 3\cdots)$

如果$\omega_1 t=2n\pi (n=1, 2, 3\cdots)$也同时成立，则有

$$(L+R)=\sqrt{l_m^2+r_m^2+2l_m r_m \cos(\omega_1 t+\varphi)}$$
$$=(l_m+r_m)\cos\omega_1 t$$
$$=l_m+r_m$$

因为当$(\omega_2-\omega_1)t=2k\pi$时，

$$\varphi=\mathrm{tg}^{-1}\frac{r_m \sin(\omega_2-\omega_1)t}{l_m+r_m\cos(\omega_2-\omega_1)t}$$
$$=0$$

所以，当$(\omega_2-\omega_1)t=2k\pi$时，$\cos(\omega_1 t+\varphi)=\cos\omega_1 t$ 而$\omega_1 t=2n\pi$，故$\cos\omega_1 t=1$

因此，若条件$(\omega_2-\omega_1)t=2k\pi$与$\omega_1 t=2n\pi$能同时成立，$K_1$和$\cos(\omega_1 t+\varphi)$同时达到最大值，$(L+R)=l_m+r_m$，$K_2=0$（如前面所证明的）

上面的结论证明完毕。

但是应当指出：这里问题的关键是，$(\omega_2-\omega_1)t=2k\pi$和$\omega_1 t=2n\pi$是否能同时存在。如果不能同时存在，上面的证明将是错误的。下面我们用反证法证明$(\omega_2-\omega_1)t=2k\pi$和$\omega_1 t=2n\pi$同时成立。

设 $\begin{cases}(\omega_2-\omega_1)t=2k\pi\\ \omega_1 t=2n\pi\end{cases}$

则有 $\begin{cases}\omega_2 t-\omega_1 t=2k\pi & \text{(附2-9)}\\ \omega_1 t=2n\pi & \text{(附2-10)}\end{cases}$

将$\omega_1 t=2n\pi$代入(附2-9)式

则 $\omega_2 t-2n\pi=2k\pi$

$\omega_2 t=2k\pi+2n\pi$

$$= (k+n)2\pi \qquad (附2\text{-}11)$$

$$\frac{\omega_2 t}{\omega_1 t} = \frac{(k+n)2\pi}{2n\pi}$$

$$= \frac{k+n}{n} \qquad (附2\text{-}12)$$

即 $$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \left(1+\frac{k}{n}\right) \qquad (附2\text{-}13)$$

因为 n，k 均为正整数，所以 ω_2/ω_1 之值在实数范围内；这与实际情况是相符合的。因此式（附2-9），（附2-10）能同时成立。这样就证明了前面关于 K_1 达最大值时，相应的 $\cos(\omega_1 t+\varphi)=1$ 的证明是正确的。

结论：

当加入立体声编码器的两路信号 $L=l_m\cos\omega_1 t$ 和 $R=r_m\cos\omega_2 t$ 的振幅值 $l_m=r_m$ 时，则有$(L+R)$的最大峰值点与$(L-R)$的 0 点相对应；$(L-R)$的最大峰值点与$(L+R)$的 0 点相对应。

以上的证明是在 f_L、f_R为任意值条件下完成的，这说明蜂房效应并不是在某些特定的频率和相位时才成立，蜂房效应是普遍存在的。

四、兼容输出功率

立体声广播时，单声道调频收音机也能正常收听，这就是立体声广播的兼容性。单声道收音机的音率输出就是兼容输出。

下面计算兼容输出功率，进一步证明蜂房效应的普遍性，我们分几种情况进行。

1. 左、右信号无关

设 l、r 为实际声场中的左、右路信号，并且假设：

$$l = l_m \sin\omega_1 t$$
$$r = r_m \sin\omega_2 t$$

式中，l_m、r_m 分别为左、右路信号的振幅，ω_1、ω_2 分别为其角频率。

如果用 L、R 表示进入立体声编码器的左、右路信号。由于左、右路无关，即左、右路互相不串音而进入编码器，则有：

$$L = l = l_m \sin\omega_1 t$$
$$R = r = r_m \sin\omega_2 t$$

此时

$$M = L + R = l + r$$
$$S = L - R = l - r$$

复合信号 $D = M + S\sin\omega_s t$

$$= (l + r) + (l - r)\sin\omega_s t$$

D的最大值是 $2l_m$或$2r_m$，由 l_m 和 r_m 之间的关系决定。

下面计算进入编码器的功率。

设 $l_m \neq r_m$，且$l_m > r_m$

则传送兼容信号的功率为

$$(l_m/\sqrt{2})^2 + (r_m/\sqrt{2})^2 \qquad \text{(附2-14)}$$

如果 $2l_m$ 对应 75kHz 的频偏，显然 $l_m + r_m < 2l_m$，对应的频偏小于75kHz；如果用 M 信号作为单声道广播的调制信号，为使其频偏达到 75kHz，必须将$(l_m + r_m)$提高 K 倍，使$K(l_m + r_m)$对应的频偏为75kHz。

此时单声道广播传送的功率为：

$$K^2[(l_m/\sqrt{2})^2 + (r_m/\sqrt{2})^2] \qquad \text{(附2-15)}$$

(附2-15)式与(附2-14)式相比得出

$$\frac{K^2[(l_m/\sqrt{2})^2+(r_m/\sqrt{2})^2]}{(l_m/\sqrt{2})^2+(r_m/\sqrt{2})^2}=K^2$$

二者传送功率相差的分贝数为：

$$10\lg K^2=20\lg K$$

因为 $2l_m$ 与 $K(l_m+r_m)$对应的频偏都是75kHz，所以$K(l_m+r_m)=2l_m$

$$K=\frac{2l_m}{l_m+r_m}$$

$$=\frac{2l_m}{l_m+\alpha l_m}$$

$$=\frac{2}{1+\alpha}$$

其中：$\alpha=\frac{r_m}{l_m}$

$$20\lg K=20\lg\frac{2}{1+\alpha} \qquad \text{(附2-16)}$$

式(附2-16)表示单声道广播的输出与兼容输出相差的分贝数。

若 $l_m=r_m$,

则 $\alpha=1$

所以 $20\lg K=20\lg\frac{2}{1+1}=0$

即当左、右路信号的振幅值相等时，兼容输出与单声道广播输出的功率是相等的。

这个结论同日本荻原洋一，新田勇所著《调频广播用发射机与接收机》一书中的结论是一致的，

2．左、右路信号相关

在实际舞台上，乐器的排列是连续的。若以指挥为中心线把舞台分成左、右两部分。这时左话筒除了接收左路信号外，同时还接收一部分右路信号，右路话筒的情况也是如此。

若用 l、r 分别代表舞台上左、右部分的信号，用 L、R 代表两个话筒的输出信号，也就是进入立体声编码器的信号，则 L、R 与 l、r 有如下关系：

$$L = l + \Delta r$$

$$R = r + \Delta l$$

式中 Δl、Δr 代表左路串入右路的信号和右路串入左路的信号。如果左、右路串入量是对称的，即 $\Delta r = \beta r$ 及 $\Delta l = \beta l$

则

$$L = l + \Delta r = l + \beta r$$

$$R = r + \Delta l = r + \beta l$$

$$\begin{aligned} M &= L + R \\ &= l + \beta r + r + \beta l \\ &= (1 + \beta)(l + r) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S &= L - R \\ &= (l + \beta r) - (r + \beta l) \\ &= (1 - \beta)(l - r) \end{aligned}$$

复合信号

$$\begin{aligned} D &= M + S\sin\omega_s t \\ &= (L + R) + (L - R)\sin\omega_s t \\ &= (1 + \beta)(l + r) + (1 - \beta)(l - r)\sin\omega_s t \end{aligned}$$

它的最大值为：

$$2L = 2(l_m + \beta r_m)$$

$$2R = 2(r_m + \beta l_m)$$

或

$$\begin{aligned} 2L - 2R &= 2(L - R) \\ &= 2S \\ &= 2(1 - \beta)(l - r) \end{aligned}$$

由于　$\beta<1$，$l_m>r_m$

所以　$2L-2R>0$

D 的最大值为$2L$，即

$$D_m=2(l_m+\beta r_m)$$

$$M_m=(1+\beta)(l_m+r_m)$$

下面比较 D_m 与 M_m 的大小。

$$\begin{aligned}D_m-M_m&=2(l_m+\beta r_m)-(1+\beta)(l_m+r_m)\\&=2l_m+2\beta r_m-(1+\beta)l_m-(1+\beta)r_m\\&=l_m+\beta r_m-\beta l_m-r_m\\&=(1-\beta)(l_m-r_m)\end{aligned}$$

由于　$\beta<1$；$l_m>r_m$

所以　$D_m-M_m>0$

$$D_m>M_m$$

所以复合信号产生的峰值频偏大于主信号产生的峰值频偏。

兼容输出信号为

$$(1+\beta)(l+r)$$

功率为：

$$(1+\beta)^2[(l_m/\sqrt{2})^2+(r_m/\sqrt{2})^2] \qquad (附2\text{-}17)$$

因为$(1+\beta)(l_m+r_m)$产生的峰值频偏小于75kHz，如果用$(1+\beta)(l_m+r_m)$信号做单声道广播的调制信号，必须把$(1+\beta)(l_m+r_m)$提高K倍，所以下式成立：

$$K(1+\beta)(l_m+r_m)=2(l_m+\beta r_m)$$

此时传输功率为

$$K^2(1+\beta)^2[(l_m/\sqrt{2})^2+(r_m/\sqrt{2}^2] \qquad (附2\text{-}18)$$

式(附2-17)与式(附2-18)相比得

$$\frac{K^2(1+\beta)^2[(l_m/\sqrt{2})^2+(r_m/\sqrt{2})^2]}{(1+\beta)^2[(l_m/\sqrt{2})^2+(r_m/\sqrt{2})^2]}$$

$$= K^2$$

单声道广播与兼容输出相差的分贝数为：

$$10\lg K^2 = 20\lg K$$

因为 $K(1+\beta)(l_m + r_m) = 2(l_m + \beta r_m)$

所以
$$K = \frac{2(l_m + \beta r_m)}{(1+\beta)(l_m + r_m)}$$

$$= \frac{2(1+\beta\alpha)}{(1+\beta)(1+\alpha)}$$

式中 $\alpha = r_m / l_m$

则
$$20\lg K = 20\lg\frac{2(1+\beta\alpha)}{(1+\beta)(1+\alpha)}$$

当 $\alpha = 1$；即 $l_m = r_m$时，

$$K = \frac{2(1+\beta 1)}{(1+\beta)(1+1)}$$

$$= \frac{2(1+\beta)}{(1+\beta)2}$$

$$= 1$$

则 $20\lg K = 0$

此时立体声广播的兼容输出与单声道广播的输出相等。

上述K的表达式是在左、右路信号相关的条件下推出来的。从上面的计算可知；在左、右路互串的情况下，只要左、右路信号的振幅相等，兼容输出并不减少，与单声道广播时的输出相同。

在“调频广播用发射机与接收机”书中谈到了立体声广播时兼容输出的变化，该书作者认为：在左、右路信号相关的情况下，蜂房效应是不存在的，兼容输出下降2～4分贝，由于导频信号占据7.5kHz 的频偏，使信号又损失1分贝，最后

兼容输出共下降3～5分贝。

从上述计算可知，这个结论是不正确的。下面通过实践进一步证明，蜂房效应在任何情况下都是存在的（$L=0$或$R=0$除外）。兼容输出只减少1分贝。如果左、右路信号的振幅不等，兼容输出则要减少，减少的值可用公式求出。

$$20\lg\frac{2(1+\beta\alpha)}{(1+\beta)(1+\alpha)}$$

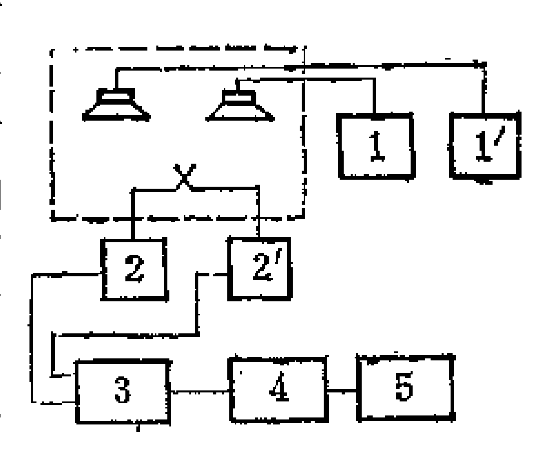
五、实验证明蜂房效应

地点：电子工业部第三研究所消声室

方法：

消声室内放两个相同的音箱作声源，消声室外有两个型号相同的音频振荡器作为信号源，分别给扬声器送两个频率不同，电压相等的电信号，使扬声器发出声级相同、频率不同的声音。在两个音箱的中心线上放一个同轴立体声话筒，话筒的输出送给两个型号相同的话筒放大器，放大器的输出调制立体声信号发声器。收音机从天线接收立体声信号发生器的射频信号，收音机的输出接电压表。

测试方法如下图：



1, 1′——音频信号发生器
2, 2′——话筒放大器
3 ——立体声信号发生器
4 ——收音机
5 ——电压表

附图 2 验证蜂房效应的测试图保持$f_L=1kHZ$，改变f_R

附表2-1 兼容输出测试数据

f_R (Hz)	1000	800	600	400	200
兼容输出(mV)	470	477	490	500	485
频 偏(kHz)	82	83	81	82	82

以上是模仿立体声广播的方法测量兼容输出电压，

下面模仿单声道调频广播，频偏保持75kHz。调制信号为左、右路信号之和。保持左路信号频率不变f_L= 1000Hz，改变右路信号频率，测量收音机的右路输出电压。

附表2-2 单声道调频广播右路输出电压

f_R (Hz)	1000	800	600	400	200
音频输出(mV)	480	480	490	495	480
频 偏(kHz)	均为75				

因为实际允许最大频偏为75kHz，所以单声道广播模拟试验就选用75kHz 频偏值。但立体声广播中还包括导频信号7.5kHz 频偏，为了消除导频信号对音频输出的影响，所以立体声广播模拟试验中所加的信号产生总的频偏值为(75+7.5)kHz = 82.5kHz

数据分析：

上述试验中，左、右路信号是相关的。从测试的数据可知，兼容输出电压与单声广播的输出电压相同，均为480mV。如果立体声广播模拟试验中，复合信号产生的频偏为75kHz，则兼容输出就要减少1分贝。

六、结　论

(1) 导频制调频立体声广播存在蜂房效应，该效应具有普遍性。

(2) 由于有蜂房效应，在不增加频偏的情况下可以增加传输信息量。

(3) $K=2(1+\beta\alpha)/(1+\beta)(1+\alpha)$ 是个很有用的表达式。它既包括单声道广播的情况，又包括立体声广播的情况。而立体声广播中又包括左、右路信号无关及相关两种情况。

当 $\beta=1$ 时，左、右路完全混合在一起，$S=(1-\beta)(1-r)=0$，因此是单声道广播的情况，$K=1$。而用 $K=2(1+\beta\alpha)/(1+\beta)(1+\alpha)$ 求出的 K 值也为1。这两种方法求出的 K 值一样，说明 $K=2(1+\beta\alpha)/(1+\beta)(1+\alpha)$ 包括了单声道广播的情况。

$\beta\neq1$ 是立体声广播的情况。根据不同的 α 值可求出兼容输出与单声道广播输出相差的倍数。

(4) 从表达式 $K=2(1+\beta\alpha)/(1+\beta)(1+\alpha)$ 及试验都说明，兼容输出下降的原因不是左、右路信号相关造成的，而是由于左、右路信号的振幅不等造成的。这点与日本作者获原洋一、新田勇所编写的《调频广播用发射机与接收机》一书中的看法是不一致的。

附录三　调频波表达式的推导

关于调频波表达式的推导很多书刊都有介绍，这里本用不着重复。但是，有个值得注意的问题，那就是调频波的频率是时间的函数，是个变量，不是常量。这个问题一般的书刊认为读者是清楚的，没有特别强调它。但有的文章却出现把调频波频率按常量处理的错误。为了引起读者的注意，这里先把调频波的正确表达式推导出来，然后指出应注意的问题。

设音频调制信号为

$$u_{\Omega}=U_{\Omega m}\cos\Omega t$$

式中　$U_{\Omega m}$——为音频调制信号的振幅；

Ω——为音频调制信号的角频率。

根据调频的定义，调频波的频率偏移 $\Delta\omega$ 与调制信号的瞬时值成正比

$$\begin{aligned}\Delta\omega&=Ku_{\Omega}\\&=KU_{\Omega m}\cos\Omega t\end{aligned}$$

式中　K 为比例常数

因此调频波的瞬时频率为

$$\begin{aligned}\omega&=\omega_0+\Delta\omega\\&=\omega_0+KU_{\Omega m}\cos\Omega t\end{aligned}$$

在 $0\sim t$ 这段时间内，调频波向量转动的总相角 φ 等于调频波向量的角频率 ω 在 $0\sim t$ 这段时间内的积分。

即
$$\varphi(t)=\int_0^t(\omega_o+KU_{\Omega m}\cos\Omega t)dt$$
$$=\omega_o t+\frac{KU_{\Omega m}}{\Omega}\sin\Omega t$$

所以调频波的表达式为

$$u_c=U_{cm}\cos\varphi(t)$$
$$=U_{cm}\cos(\omega_o t+m_f\sin\Omega t)$$

式中　$m_f=\frac{KU_{\Omega m}}{\Omega}$为调频指数

这里要注意的问题是求 0～t 这段时间内总相角 $\varphi(t)$时用的积分：

由于调频波的特点就是频率随时间变化，它不是常量，而是变量。总相角 $\varphi(t)$不等于瞬时角频率与时间的乘积，而应该等于瞬时角频率 ω 对时间 t 的积分。如果写成：

$$\varphi(t)=\omega t$$

结果得出：

$$\varphi(t)=\omega_o t+KU_{\Omega m}\cdot t\cos\Omega t$$

$\varphi(t)$的这个表达式意味着在0～t这段时间内，调频波的角频率 ω是常量，而不是变量。这与调频波的概念是不符的。因此，由此而得出的调频波的表达式

$$u_c=U_{cm}\cos(\omega_o t+KU_{\Omega m}t\cos\Omega t)$$

是错误的。

在推导立体声广播调频波的表达式时，同样要注意这个问题。

附录四　俘获效应中合成信号e_R瞬时频率的推导

设 $e_c = E_{cm}\cos[\omega_0 t - (\Delta\omega_m/\Omega)\cos\Omega t]$ 这是有用信号，ω_0为载波角频率，Ω 为调制信号角频率，$\Delta\omega_m = 2\pi\Delta f_m$ 是最大角频偏。

干扰信号 $e_N = E_{Nm}\cos\omega_0 t$，合成信号 e_R，则

$$
\begin{aligned}
e_R &= e_c + e_n \\
&= E_{cm}\cos[\omega_0 t - \Delta\omega_m/\Omega)\cos\Omega t] + E_{Nm}\cos\omega_0 t \\
&= E_{cm}\cos[\omega_0 t - \beta] + E_{Nm}\cos\omega_0 t \\
&= E_{cm}\cos[\omega_0 t - \beta] + E_{Nm}\cos(\omega_0 t - \beta + \beta) \qquad \text{(附4-1)}
\end{aligned}
$$

上式中，$\beta = (\Delta\omega_m/\Omega)\cos\Omega t$。为计算简单起见，令 $\omega_0 t - \beta = \alpha$，则上式可写成：

$$
\begin{aligned}
e_R &= E_{cm}\cos\alpha + E_{Nm}\cos(\alpha+\beta) \\
&= E_{cm}\cos\alpha + E_{Nm}\cos\alpha\cos\beta - E_{Nm}\sin\alpha\sin\beta \\
&= (E_{cm} + E_{Nm}\cos\beta)\cos\alpha - E_{Nm}\sin\beta\sin\alpha \\
&= K\left(\frac{E_{cm} + E_{Nm}\cos\beta}{K}\cos\alpha - \frac{E_{Nm}\sin\beta}{K}\sin\alpha\right)
\end{aligned}
$$

其中　$K = \sqrt{(E_{cm} + E_{Nm}\cos\beta)^2 + (E_{Nm}\sin\beta)^2}$

化简 e_R 的表达式，则

$$e_R = K(\cos\alpha\cos\varphi - \sin\alpha\sin\varphi) = K\cos(\alpha+\varphi) \qquad \text{(附4-2)}$$

式中　$\mathrm{tg}\varphi = \dfrac{E_{Nm}\sin\beta}{E_{cm} + E_{Nm}\cos\beta}$

设 $x = E_{Nm}/E_{cm}$　则

$$\mathrm{tg}\varphi=\frac{x\sin\beta}{1+x\cos\beta} \qquad \text{(附4-3)}$$

$$\varphi=\mathrm{tg}^{-1}\frac{x\sin\beta}{1+x\cos\beta} \qquad \text{(附4-4)}$$

$$K=\sqrt{(E_{cm}+E_{Nm}\cos\beta)^2+(E_{Nm}\sin\beta)^2}$$

$$=\sqrt{E_{cm}^2+E_{Nm}^2+2E_{cm}E_{Nm}\cos\beta}$$

$$=E_{cm}\sqrt{1+x^2+2x\cos\beta}$$

将 K、α、φ 值代入 e_R 式中，得到：

$$e_R=E_{cm}\sqrt{1+x^2+2x\cos\beta}\cos(\omega_0 t-\beta+\mathrm{tg}^{-1}\frac{x\sin\beta}{1+x\cos\beta}) \qquad \text{附(4-5)}$$

e_R 的瞬时频率 f_R 等于总相角

$$\omega_0 t-\beta+\mathrm{tg}^{-1}\frac{x\sin\beta}{1+x\cos\beta}$$

对时间的导数

$$f_R=\frac{1}{2\pi}\frac{d}{dt}\left(\omega_0 t-\beta+\mathrm{tg}^{-1}\frac{x\sin\beta}{1+x\cos\beta}\right)$$

$$=\frac{\omega_0}{2\pi}+\frac{\Delta\omega_m}{2\pi}\sin\Omega t+\frac{1}{2\pi}\cdot\frac{d}{dt}\left(\mathrm{tg}^{-1}\frac{x\sin\beta}{1+x\cos\beta}\right) \qquad \text{(附4-6)}$$

下面求 $$\frac{d}{dt}\left(\mathrm{tg}^{-1}\frac{x\sin\beta}{1+x\cos\beta}\right)$$

根据复合函数求导的方法，设 $\mathrm{tg}\varphi=u$ 则

$$\frac{d\varphi}{dt}=\frac{d\varphi}{du}\times\frac{du}{dt} \qquad \text{(附4-7)}$$

因为 φ 与 u 互为反函数，所以

$$\frac{d\varphi}{du}=\frac{1}{\dfrac{du}{d\varphi}}$$

$$\frac{du}{d\varphi}=\frac{d}{d\varphi}(\operatorname{tg}\varphi)$$

$$=1+u^2$$

所以
$$\frac{d\varphi}{du}=\frac{1}{1+u^2}$$

$$=\frac{1}{1+\operatorname{tg}^2\varphi}$$

$$=\frac{1}{1+\left(\dfrac{x\sin\beta}{1+x\cos\beta}\right)^2}$$

$$=\frac{(1+x\cos\beta)^2}{1+x^2+2x\cos\beta} \qquad (附4-8)$$

下面求
$$\frac{du}{dt};$$

因为
$$u=\operatorname{tg}\varphi$$

$$=\frac{x\sin\beta}{1+x\cos\beta}$$

所以
$$\frac{du}{dt}=\frac{d}{dt}\left(\frac{x\sin\beta}{1+x\cos\beta}\right)$$

$$=\frac{x\cos\beta\dfrac{d\beta}{dt}(1+x\cos\beta)+x\sin\beta\dfrac{d\beta}{dt}x\sin\beta}{(1+x\cos\beta)^2}$$

$$=\frac{(\cos\beta+x\cos^2\beta+x\sin^2\beta)x}{(1+x\cos\beta)^2}\times\frac{d\beta}{dt}$$

$$= -\frac{(x+\cos\beta)x}{(1+x\cos\beta)^2}\Delta\omega_m \sin\Omega t \qquad \text{(附4-9)}$$

将式(附4-8)、(附4-9)代入式(附4-7)中得

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{d\varphi}{du}\frac{du}{dt}$$

$$= \frac{(1+x\cos\beta)^2}{1+x^2+2x\cos\beta}\left[(-1)\frac{(x+\cos\beta)x}{(1+x\cos\beta)^2}\Delta\omega_m \sin\Omega t\right]$$

$$= -\frac{x(x+\cos\beta)}{1+x^2+2x\cos\beta}\Delta\omega_m \sin\Omega t$$

所以合成信号 e_R 的瞬时频率为：

$$f_R = \frac{\omega_0}{2\pi} + \frac{\Delta\omega_m}{2\pi}\sin\Omega t - \frac{\Delta\omega_m}{2\pi}\sin\Omega t \frac{x(x+\cos\beta)}{1+x^2+2x\cos\beta}$$

$$= \frac{\omega_0}{2\pi} + \Delta f_m \sin\Omega t\left[1 - \frac{x(x+\cos\beta)}{1+x^2+2x\cos\beta}\right]$$

式中 $\Delta f_m = \frac{\Delta\omega_m}{2\pi}$。

在$x<1$的情况下，f_R 的平均值等于

$$\frac{\omega_0}{2\pi} + \Delta f_m \sin\Omega t$$

即 $\frac{x^2+x\cos\beta}{1+x^2+2x\cos\beta}$ 的平均值为 0 。

由于计算 $\frac{x^2+x\cos\beta}{1+x^2+2x\cos\beta}$ 的平均值等于 0 的过程很繁琐，这里不再证明。读者知道这个结论就可以了。

附录五　调频收音机的交叉调制问题

设变频器晶体管的直流偏压为 E_b。由于输入回路和高放的选择性比较差，变频器的输入信号为有用信号 $U_c\cos\omega_c t$ 和干扰信号 $U_n\cos\omega_n t$。为计算方便，先设这两个信号都没加调制。此时加在晶体管 b、e 极之间的电压为 $E_b+\Delta u$。其中，$\Delta u=U_c\cos\omega_c t+U_n\cos\omega_n t$。

晶体管输出电流与输入电压的关系为：

$$i_c=f(E_b+\Delta u)$$

将 i_c 在直流工作点 E_b 处展成幂级数，得

$$\begin{aligned}i_c&=f(E_b)+f'(E_b)\Delta u+\frac{1}{2!}f''(E_b)\Delta u^2+\frac{1}{3!}f'''(E_b)\Delta u^3\\&\quad+\cdots\cdots\\&=f(E_b)+g\Delta u+\frac{1}{2}g'\Delta u^2+\frac{1}{6}g''\Delta u^3+\cdots\cdots\end{aligned}$$

式中

$$g=f'(E_b)$$
$$g'=f''(E_b)$$
$$g''=f'''(E_b)$$

将 Δu 代入 i_c 表达式，则有

$$\begin{aligned}i_c&=f(E_b)+g(U_c\cos\omega_c t+U_n\cos\omega_n t)\\&\quad+\frac{1}{2}g'(U_c\cos\omega_c t+U_n\cos\omega_n t)^2\\&\quad+\frac{1}{6}g''(U_c\cos\omega_c t+U_n\cos\omega_n t)^3+\cdots\cdots\end{aligned}$$

将上式展开、化简后，集电极电流中有如下频率成分：ω_c、ω_n、$2\omega_n$、$2\omega_c$…，其中只有频率为 ω_c 的基波分量与本振混频才能产生中频信号。取出基波分量 i_{c1}

$$i_{c1}=(gU_c+\frac{1}{4}g''U_cU_n^2+\frac{1}{8}g''U_c^3)\cos\omega_c t$$

现在看看 u_c 和 u_n 都是调幅信号时基波电流 i_{c1} 的表达式

设 $$u_c=U_c(1+m_c\cos\Omega_c t)\cos\omega_c t$$
$$u_n=U_n(1+m_n\cos\Omega_n t)\cos\omega_n t$$

式中 Ω_c 代表有用信号的音频调制角频率；

Ω_n 代表干扰信号的音频调制角频率；

所谓干扰信号就是不需要的别的电台的信号。

运算后得到

$$i_{c1}=\Big[gU_c+gU_cm_c\cos\Omega_c t+\frac{1}{2}g''U_cU_n^2m_n\cos\Omega_n t+\cdots\Big]\cos\omega_c t$$
$$=\Big[gU_c\Big(1+m_c\cos\Omega_c t+\frac{g''}{2g}U_n^2m_n\cos\Omega_n t+\cdots\Big)\Big]\cos\omega_c t$$

从上式看出，基波电流 i_{c1} 是个调幅信号，可分为两部分：

$m_c\cos\Omega_c t$——有用的调制信号，是我们所需要的。

$(1/2)(g''/g)U_n^2m_n\cos\Omega_n t$——干扰信号的调制信号，我们不需要它。

这两个信号一起从检波器输出，到功率放大器，通过扬声

器放出声音。因此，我们除了能听到有用的调制信号$m_c\cos\Omega_c t$外，还能听到不需要的调制信号 $(1/2)(g''/g)U_n^2 m_n\cos\Omega_n t$ 的声音，这就叫做交叉调制。这是调幅收音机在变频器产生的干扰。就是调谐收音机，改变调谐点的位置也不能把干扰信号去掉。因为干扰信号的调制成分已叠加在有用信号上了。这种情况在调频收音机是没有的。

调频收音机也有变频器，情况与调幅机相同，因此只要把有用信号和干扰信号代入 i_c 的表达式中，就可求出干扰信号为调频信号时，基波电流 i_{c1} 的表达式：

设 $u_c = U_c\cos\omega_c t$（这个有用信号未被调制）。

$u_n = U_n\cos(\omega_n t - m_f\cos\Omega_n t)$（干扰信号受到调制）

式中 m_f 为干扰信号的调频指数

则
$$i_b = f(E_b) + g - [U_c\cos\omega_c t + U_n\cos(\omega_n t - m_f\cos\Omega_n t)]$$
$$+\frac{1}{2}g'[U_c\cos\omega_c t + U_n\cos(\omega_n t - m_f\cos\Omega_n t)]^2$$
$$+\frac{1}{6}g''[U_c\cos\omega_c t + U_n\cos(\omega_n t - m_f\cos\Omega_n t)]^3 + \cdots$$

计算后取出 i_c 的基波成分 i_{c1}

$$i_{c1} = gU_c\cos\omega_c t + \frac{1}{4}g''U_cU_n^2\cos\omega_c t + \frac{1}{8}g''U_c^3\cos\omega_c t$$
$$= \left(gU_c + \frac{g''}{4}U_cU_n^2 + \frac{g''}{8}U_c^2\right)\cos\omega_c t$$

从 i_{c1} 的表达式看出，它的包络是不变的，频率也是不变的，把这个信号送到鉴频器中，鉴频器是没有信号输出的。由此得出结论：由于变频管的非线性，在调幅收音机中会产生交叉调制，形成干扰。而调频收音机却能将这种幅度的干扰抑制掉，因此，调频机的抗干扰能力比调幅机强。

附录六　开关解码器中开关信号的相移和导通角对分离度的影响

在第三章第三节里讨论分离这个指标时，只定性地介绍了导频信号相移对分离度的影响，没涉及开关二极管导通角对分离度的影响。本文就开关信号的相移、导通角对分离度的影响作定量地分析、计算。

1. 导通角为 π，相移 $\varphi=0$。φ 代表开关信号与抑制载波双边带信号 $(L-R)\sin\omega_c t$ 之间的相移。

图3-28(a)、(b)、(c)、(d)就是相移 $\varphi=0$ 这种情况。其中图(b)为开关信号，频率是38kHz。在此开关信号作用下，图3-17解码器的开关二极管 D_1、D_2 轮流导通。设图3-28(b)开关信号中，时间轴以上的开关信号开启左路的开关二极管，时间轴以下的开关信号开启右路的开关二极管。因此，为分析方便把这个开关信号分成两组，一组是左路开关信号，用 M_L 表示，另一组是右路开关信号。用 M_R 表示、M_L、M_R 的波形示于附图6-1中。

附图6-1　左、右路开关信号波形

从图6-1看出，每组开关信号都为一系列方波，它们的富氏级数展开式如下

$$M_L=\frac{1}{2}+\frac{2}{\pi}\cos\omega_c t-\frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_c t+\cdots$$

$$M_F = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi}\cos\omega_s t + \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_s t - \cdots$$

下面看看开关解码器的解码过程。假设在编码器处只在左路加有调制信号，则复合信号D就应当写成：

$$D = (L+R) + (L-R)\sin\omega_s t + P\sin(\omega_s t/2)$$
$$= L + L\sin\omega_s t + P\sin(\omega_s t/2)$$

上述复合信号D同时就是解码器输入信号。此外还有一个问题应当注意，就是副载波及导频信号的表示方法：

若副载波表示为：$u_s = U_s\sin\omega_s t$，则导频信号就应写成：$P\sin(\omega_s t/2)$；它们之间的相位关系前面已经说明了。现在为了计算上的方便将副载波写成：$u_s = U_s\cos\omega_s t$；导频信号写成：$P\cos(\omega_s t/2 - \pi/4)$；这样副载波与导频信号之间的相位关系没有改变，只是相当于把纵坐标向右移动$\pi/2$，导频信号则相当于移动$\pi/4$。因此将复合信号$D = L + L\sin\omega_s t + P\sin(\omega_s t/2)$写成$D = L + L\cos\omega_s t + P\cos(\omega_s t/2 - \pi/4)$是等值的。

由于复合信号D中的导频信号是用来构成开关信号的，所以进入解码器参加解码的复合信号中就不应包含导频信号。只是$L + L\cos\omega_s t$，所以解码器的左路输出信号为：

$$(U_t)_L = M_L[L + L\cos\omega_s t]$$
$$= \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{2\pi}\cos\omega_s t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_s t + \cdots\right)$$
$$\times [L + L\cos\omega_s t]$$
$$= \frac{L}{2} + \frac{L}{2}\cos\omega_s t + \frac{2L}{\pi}\cos\omega_s t + \frac{2L}{\pi}\cos^2\omega_s t$$
$$- \frac{2L}{3\pi}\cos 3\omega_s t - \frac{2L}{3\pi}\cos\omega_s t\cos 3\omega_s t + \cdots$$

$$=\frac{L}{2}+\frac{2L}{\pi}\cdot\frac{1+\cos 2\omega_s t}{2}+\left(\frac{L}{2}+\frac{2L}{\pi}\right)\cos\omega_s t$$

$$-\frac{2L}{3\pi}\cos 3\omega_s t-\frac{2L}{3\pi}\cos\omega_s t\cdot\cos 3\omega_s t$$

略去式中的高频成分：

$$\left(\frac{L}{2}+\frac{2L}{\pi}\right)\cos\omega_s t+\frac{L}{\pi}\cos 2\omega_s t-\frac{2L}{3\pi}\cos 3\omega_s t$$

$$-\frac{2L}{3\pi}\cos\omega_s t\cdot\cos 3\omega_s t$$

剩下的就是可听的成分：

$$(U_L)_L=\frac{L}{2}+\frac{L}{\pi}$$

右路输出信号为$(U_R)_L$

$$(U_R)_L=M_R\left(\frac{1}{2}-\frac{2}{\pi}\cos\omega_s t+\frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_s t-\cdots\right)$$

$$=\frac{L}{2}-\frac{L}{\pi}$$

根据分离度的定义：

$$S=20\lg\frac{(U_L)_L}{(U_R)_L}$$

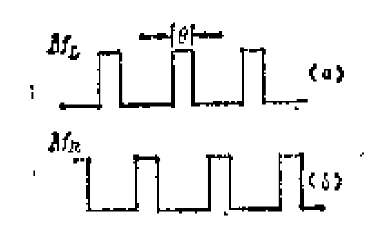
$$=20\lg\frac{(L/2)+(L/\pi)}{(L/2)-(L/\pi)}$$

$$=13\text{dB} \qquad (\text{附}6\text{-}1)$$

由以上分析可知：当副载波的相位正确，开关二极管导通角为π时，即在副载波半个周期中，开关管全导通时，开关解码器的分离度只是13dB，这样的立体声收音机，重现的立体声效果很差，应设法提高其分离度S值。

2．导通角$\theta<\pi$　$\varphi=0$。

当$\theta<\pi$时，开关信号波形如附图6-2。



附图 6-2　$\theta<\pi$时开关信号波形

这时开关二极管只在θ角内导通，其它时间不通。

将此开关信号展成富氏级数，其富氏系数为

$$a_0=\frac{1}{2\pi}\int_{-\frac{\theta}{2}}^{+\frac{\theta}{2}}f(\omega t)d(\omega t)$$

$$=\frac{1}{2\pi}\int_{-\frac{\theta}{2}}^{+\frac{\theta}{2}}1\times d(\omega t)$$

$$=\frac{\theta}{2\pi}$$

$$a_n=\frac{1}{\pi}\int_{-\frac{\theta}{2}}^{+\frac{\theta}{2}}f(\omega t)\cos k\omega t d(\omega t)$$

$$=\frac{1}{\pi}\int_{-\frac{\theta}{2}}^{+\frac{\theta}{2}}1\times\cos k\omega t d(\omega t)$$

$$= \frac{2}{k\pi} \sin \frac{k\theta}{2}$$

$b_n = 0$

$$M_L = \frac{\theta}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \sin \frac{\theta}{2} \cos\omega_s t + \frac{2}{2\pi} \sin \frac{2\theta}{2} \cos 2\omega_s t + \cdots$$

$$M_R = \frac{\theta}{2\pi} - \frac{2}{\pi} \sin \frac{\theta}{2} \cos\omega_s t - \frac{2}{2\pi} \sin \frac{2\theta}{2} \cos 2\omega_s t + \cdots$$

开关解码器的左、右路输出信号为

$$(U_L)_L = M_L(L + L\cos\omega_s t)$$

$$= \frac{L\theta}{2\pi} + \frac{L}{\pi} \sin \frac{\theta}{2}$$

$$(U_R)_L = M_R(L + L\cos\omega_s t)$$

$$= \frac{L\theta}{2\pi} - \frac{L}{\pi} \sin \frac{\theta}{2}$$

分离度为

$$S = 20\lg \frac{(U_L)_L}{(U_R)_L}$$

$$= 20\lg \frac{\frac{L\theta}{2\pi} + \frac{L}{\pi} \sin \frac{\theta}{2}}{\frac{L\theta}{2\pi} - \frac{L}{\pi} \sin \frac{\theta}{2}}$$

$$= 20\lg \frac{1 + 2\frac{\sin(\theta/2)}{\theta}}{1 - 2\frac{\sin(\theta/2)}{\theta}} \qquad \text{(附6-2)}$$

如果要使 $S = 30\text{dB}$，求出相应的导通角 θ 为 $70°$，要使 $S > 30\text{dB}$，$\theta < 70°$。

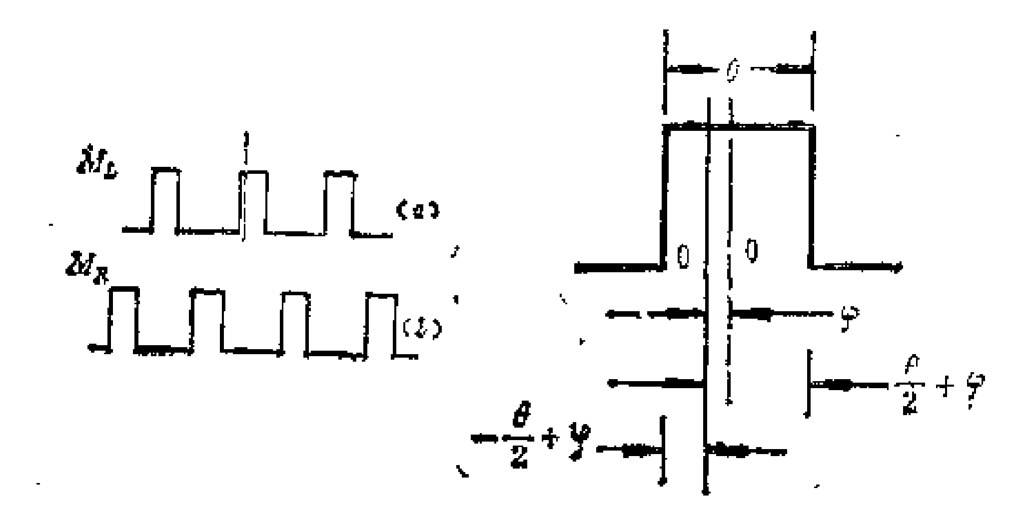
当导通角变小，左开关接通时取出左路信号的量就少，

右路开关接通时，从复合信号取出的信号就更少，因此分离度提高了，这时解码器的效率也降低了。

3．导通角$\theta<\pi$，$\varphi\neq0$。

开关信号如附图5-3所示。

为了便于分析问题，将附图6-3放大成附图6-4。



附图 6-3　$\varphi\neq0$的开关信号　附图 6-4　附图6-3的部分放大图形

图中，实线纵轴为正确相位开关信号的中心线，虚线纵轴为现在讨论的开关信号的中心线，二中心线的距离就是偏离的相角φ。

将此开关信号展成富氏级数，仍以实线纵轴为基础。富氏系数a_0，a_n，b_n的求法同上，但积分上、下限变成了

$$-\frac{\theta}{2}+\varphi\text{和}+\frac{\theta}{2}+\varphi$$

经计算求出：

$$a_0=\frac{\theta}{2\pi}$$

$$a_n = \frac{\theta}{k\pi} \sin\frac{k\theta}{2} \cos\varphi$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\theta}{2}+\varphi}^{+\frac{\theta}{2}+\varphi} f(\omega t) \sin k\omega t \cdot d(\omega t)$$

$$= \frac{1}{k\pi} \int_{-\frac{\theta}{2}+\varphi}^{+\frac{\theta}{2}+\varphi} 1 \times \sin k\omega t d(\omega t)$$

$$= -\frac{1}{k\pi} \cos k\omega t \Big|_{-\frac{\theta}{2}+\varphi}^{+\frac{\theta}{2}+\varphi}$$

$$= \frac{1}{k\pi}\left[\cos k\left(-\frac{\theta}{2}+\varphi\right) - \cos k\left(\frac{\theta}{2}+\varphi\right)\right]$$

$$= \frac{2}{k\pi} \sin\frac{k\theta}{2} \sin k\varphi$$

左、右开关信号的富氏级数为

$$M_L = \frac{\theta}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \sin\frac{\theta}{2} \cos\varphi \cos\omega_r t + \frac{2}{\pi} \sin\frac{\theta}{2} \sin\varphi \sin\omega_r t$$

$$+ \frac{2}{2\pi} \sin\frac{2\theta}{2} 2\cos\varphi \cos\omega_r t + \frac{2}{2\pi} \sin\frac{2\theta}{2} \sin 2\varphi \sin 2\omega_r t$$

$$M_R=\frac{\theta}{2\pi}-\frac{2}{\pi}\sin\frac{\theta}{2}\cos\varphi\cos\omega_s t-\frac{2}{\pi}\sin\frac{\theta}{2}\sin\varphi\sin\omega_s t$$

$$-\frac{2}{2\pi}\sin\frac{2\theta}{2}\cos\varphi\cos 2\omega_s t-\frac{2}{2\pi}\sin\frac{2\theta}{2}\sin 2\varphi\sin 2\omega_s t$$

略去高次谐波，化简得

$$M_L=\frac{\theta}{2\pi}+\frac{2}{\pi}\sin\frac{\theta}{2}\left[\cos\omega_s t\cos\varphi+\sin\omega_s t\sin\varphi\right]$$

$$=\frac{\theta}{2\pi}+\frac{2}{\pi}\sin\frac{\theta}{2}\cos(\omega_s t-\varphi)$$

$$M_R=\frac{\theta}{2\pi}-\frac{2}{\pi}\sin\frac{\theta}{2}\cos(\omega_s t-\varphi)$$

解出的左信号为

$$l=M_L D$$

$$=\left[\frac{\theta}{2\pi}+\frac{2}{\pi}\sin\frac{\theta}{2}\cos(\omega_s t-\varphi)\right]\left[L+L\cos\omega_s t\right.$$

$$\left.+P\cos\left(\frac{\omega_s t}{2}-\frac{\pi}{4}\right)\right]$$

滤去高频成分，得左路输出为：

$$l=\frac{\theta l}{2\pi}+\frac{L}{\pi}\sin\frac{\theta}{2}\cos\varphi$$

同理得到右路输出信号为：

$$r=M_R D$$

$$=\frac{\theta L}{2\pi}-\frac{L}{\pi}\sin\frac{\theta}{2}\cos\varphi$$

从而分离度　$S=20\lg\frac{l}{r}$

$$= 20\lg\frac{\frac{\theta L}{2\pi}+\frac{L}{\pi}\sin\frac{\theta}{2}\cos\varphi}{\frac{\theta L}{2\pi}-\frac{L}{\pi}\sin\frac{\theta}{2}\cos\varphi}$$

$$= 20\lg\frac{1+\frac{(\sin\theta/2)\cos\varphi}{\theta/2}}{1-\frac{(\sin\theta/2)\cos\varphi}{\theta/2}} \qquad (附6-3)$$

这个公式就是$\theta<\pi$，$\varphi\neq 0$时分离度的表达式。

当$\varphi=0$时，开关信号与双边带信号之间无相位差，

$\cos\varphi=1$

则上式

$$S = 20\lg\frac{1+\frac{2\sin\theta/2}{\theta}}{1-\frac{2\sin\theta/2}{\theta}}$$

这个表达式与前面分析的$\varphi=0$，$\theta<\pi$时分离度的表达式一样。

若$\varphi=0$，$\theta=\pi$，代入上式

则

$$S = \frac{1+\frac{2}{\pi}}{1-\frac{2}{\pi}}$$

此式与第1段讨论的情况相同。

(附6-3)式是一般的情况的表达式，它包括了所有的情况，(附6-1)和(附6-2)式只是它的特殊情况。

当$\theta=20°$时，$\sin\theta=0.1735$，$\frac{\theta}{2}=0.1744$

当$\theta<20°$时，$\sin\frac{\theta}{2}\cong\frac{\theta}{2}$，则(附6-1)式可写成：

$$S=20\lg\frac{1+\cos\varphi}{1-\cos\varphi}$$

结论：

当导通角很小时，影响分离度的主要因素是相移φ。

导通角θ越小，对相移φ的要求就越低，但解调效率也越低。因此应当使φ角尽量小，使θ角尽量大些，以提解调的效率。

参考文献

〔1〕 King, Gordon J., Radio circuits explained London, Newnes Technical Books, 1977

〔2〕 Boyce, William F., Hi-Fi Stereo Handbook 3rd ed, Indianapolis, Howard W. Sams & Co., Inc., 1967

〔3〕 Cook, A.B. & Liff, A.A., Frequency Modulation receivers, Englewood Cliffs, N.J. Prentice-Hall, 1968

〔4〕 Green, Clarence R. & Bourgue Robert M., The theory and servicing of AM、FM and FM stereo receivers, Englewood Cliffs, N.J., Prentice-Hall Inc, 1980

〔5〕 J.G.Spencer, Stereophonic Broadcasting Reception, *The radio and Electronic Engineer*, Vol.27, No, 6

〔6〕 CCIR, Report—300-1, 300-4 Stereophonic Broadcasting (1974—1978)

〔7〕 D.E.L Shorter, Determination of the effective modulation Depth of monophonic program transmitted on the Zenith-G.E stereophonic System, *E.B.U Review*, No.77 (1963)

〔8〕 S.格德曼 著，杜连耀 译，

《频率分析，调制和噪声》
科学出版社，1962

〔9〕 清华大学通信教研组，
《高频电路》(上、下册)，
人民邮电出版社，1979

〔10〕 无线电与电视特辑——
《晶体管收音机》，《无线电与电视》编辑部编
上海科学技术出版社，1981

〔11〕 荻原洋一 新田勇 著，廣量 译，
《调频广播用发射机与接收机》国防工业出版社，
1978

〔12〕 Robert.M.Linz, factors affecting overall
performance of FM Stereophonic receivers,
IRE Transactions on Broadcast and Television Receivers, BTR-7, July, 1961.

〔13〕 Intenational Electrotecnical Commission,
IEC Standard, Publication, 315-4,
Methods of measurememt on radio receivers
for various classes of emission, Part 4,
Radio-frequency measurement on receivers
for frequency modulated-broadcasting emissions.

〔14〕 C.B 诺瓦科夫斯基，Г.Η 萨莫依洛夫 著
朱庆璋，梅国修 译
《无线电广播中的调频技术》，人民邮电出版社，1957